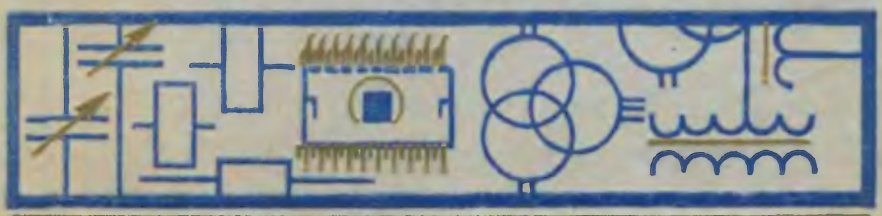
РАДИОДЕТАЛИ, РАДИОКОМПОНЕНТЫ И ИХ РАСЧЕТ



РАДИОДЕТАЛИ, РАДИОКОМПОНЕНТЫ И ИХ РАСЧЕТ

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебника для радиотехнических специальностей техникумов.

Под редакцией
А. В. КОВАЛЯ

МОСКВА «СОВЕТСКОЕ РАДИО», 1977

6Ф2.1
Р15

УДК 621.396.69 00/2

Радиодетали, радиокомпоненты и их расчет. Под ред. А. В. Коваля. М., «Сов. радио», 1977, 368 с.

Авт.: В. И. Возненко, А. В. Коваль, В. М. Коронкевич и др.

Книга является учебником для техникумов по курсу «Радиодетали, радиокомпоненты и их расчет». В ней рассмотрены основные методы расчета и конструирования радиодеталей и радиокомпонентов. Большое внимание уделяется выбору параметров комплектующих деталей — резисторов, конденсаторов, реле, разъемов и т. п. в зависимости от назначения и условий эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). Значительное место отводится рассмотрению принципов компоновки и миниатюризации РЭА, расчетов и конструктивного выполнения интегральных схем различного назначения.

Учебник предназначен для учащихся техникумов, а также может быть полезен лицам, занимающимся вопросами конструирования и расчета радиоэлектронной аппаратуры.

Рис. 266, табл. 45, библ. 23 назв.

В. И. ВОЗНЕНКО, А. В. КОВАЛЬ, В. М. КОРОНКЕВИЧ, Н. М. ПРИЩЕПА, В. И. РОСТОВИКОВ.

Рецензенты:

Канд. техн. наук, ст. научн. сотр. **Г. А. Горячева**, преподаватель Рязанского техникума электронных приборов **В. Д. Храпов.**

Редакция литературы по электронной технике

Р $\frac{30407\text{-}044}{046(01)\text{-}77}$ 33-77

© Издательство «Советское радио», 1977 г.

Введение

В процессе создания радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) разработка деталей и узлов является переходным этапом от принципиальной схемы устройства к практическому конструированию изделия, отвечающего назначению и условиям эксплуатации. В значительной степени способность аппаратуры обеспечивать требуемые характеристики в заданных условиях эксплуатации определяется параметрами и качеством радиодеталей (РД) и радиокомпонентов (РК). РД и РК, с одной стороны, должны реализовывать функциональную направленность принципиальной схемы, а с другой стороны, отвечать назначению аппаратуры и условиям ее эксплуатации.

По назначению РЭА можно разделить на бытовую, промышленную, стационарную, переносную, автомобильную, самолетную, корабельную, ракетную и т. п. Тип аппаратуры в значительной мере определяет требования по устойчивости к механическим воздействиям: ударам, толчкам, тряске и т. п.

На конструкцию оказывают также существенное влияние воздействие высокой и низкой температуры, влажность, давление воздуха, пыль, проникающая радиация, биологические факторы и т. п.

При конструировании РД и РК должна приниматься во внимание необходимость повышения надежности, снижения трудоемкости изготовления и миниатюризации. Излагая материал настоящей книги, авторы старались учесть эти требования.

При конструировании РЭА используется множество РД и РК массового применения, которые выпускаются специализированными предприятиями, поэтому в книге описываются основные технические параметры и условия применения стандартизированных радиокомпонентов. Авторы по возможности стремились не только привести методы расчета радиодеталей, радиокомпонентов и узлов, но и рассмотреть основные физические процессы, на которых эти расчеты базируются. Это в значительной мере способствует усвоению материала и облегчает понимание основных принципов проектирования.

Участие авторов в работе над книгой выразилось следующим образом: § 1.1—1.3, 1.18—1.21, 8.1—8.12 написаны В. И. Возненко, § 1.4—1.17, гл. 5 — В. М. Коронкевичем, гл. 2 — В. И. Ростовиковым, гл. 3, 4 — А. В. Ковалем, гл. 6, 7, 9 и § 8.13—8.17 — Н. М. Прищепой.

Авторы выражают благодарность сотрудникам кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры Киевского политехнического института за полезные замечания и советы, высказанные при обсуждении рукописи.

Глава 1

МЕТОДИКА РАСЧЕТА И КОНСТРУКТОРСКАЯ ПОДГОТОВКА ПРОИЗВОДСТВА РАДИОДЕТАЛЕЙ И РАДИОКОМПОНЕНТОВ

1.1. Процесс радиоконструирования

Конструирование является частью сложного процесса, связанного с разработкой, производством и применением изделия на практике. Поэтому при конструировании радиотехнических изделий, в частности РД и РК, необходимо учитывать также вопросы схемотехники, технологии и условия эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры.

Под конструированием понимают процесс выбора структуры пространственных и энергетических взаимосвязей, связей с окружающей средой, а также установление количественных величин (норм), пользуясь которыми можно изготовить изделие, отвечающее заданным требованиям. Конечным результатом процесса конструирования является комплект технических документов, отображающий всю совокупность норм на вновь разрабатываемое изделие.

Одну и ту же задачу конструирования можно решить по-разному. Одни решения будут лучше, другие хуже. Всегда целесообразно найти такое решение, которое будет оптимальным. Для оценки решений пользуются критериями эффективности, которые характеризуют степень соответствия устройства его назначению, техническое совершенство изделия и экономическую целесообразность. Наиболее часто применяют такие критерии, как стоимость, надежность, долговечность, масса, габариты и т. п. Иногда используют комплексные критерии, состоящие из множества параметров устройства.

Если зависимость между критериями эффективности и параметрами устройства удается представить аналитически, то оптимальные параметры можно найти математическими методами решения экстремальных задач. Однако такие зависимости получить трудно. Поэтому при разработке конструкций применяют метод синтеза через анализ, который заключается в том, что на основе имеющегося опыта и интуиции разработчики намечают ряд вариантов решения поставленной задачи, учитывая современные методы схемотехники, конструирования и технологии. Эти варианты предварительно ана-

лизируют, отбрасывают явно худшие. Далее оценивают оставшиеся варианты с учетом не только основного критерия эффективности, но и других показателей качества. По результатам оценки выбирается лучший вариант. Таким образом, нахождение оптимального варианта конструкции на практике представляет собой итеративный процесс. Чем больше исследуется вариантов, тем больше уверенность, что конструкция близка к оптимальной. Такой итеративный процесс называют синтезом конструкции через анализ.

Приведенные соображения справедливы при конструировании любых технических устройств. При конструировании устройств радиоаппаратуры нужно учитывать виды взаимосвязей между их элементами. Разнообразие этих связей, их сложная физико-химическая структура и являются отличительными особенностями конструирования РД и РК.

Для элементов РЭА характерны следующие виды связей:

1. Электростатические связи. Например, взаимосвязи между обкладками конденсаторов или между проводниками в схемах.

2. Магнитные связи, проявляющиеся на низких частотах. К ним можно отнести связи между монтажными проводниками, ведущие к нежелательным наводкам, связи между обмотками трансформатора, благодаря которым передается энергия со входа на выход и др.

3. Электромагнитные связи. Их следует учитывать при конструировании устройств, работающих на высоких частотах. Здесь уже трудно разделить воздействие электрических и магнитных полей. Они должны рассматриваться в тесной взаимосвязи. Свойствами электромагнитных взаимосвязей объясняются потери энергии в радиотехнических контурах, принцип работы электромагнитных экранов и др.

4. Связи на сверхвысоких частотах (СВЧ). Как и в случае электромагнитных связей, электрические и магнитные поля здесь неотделимы. Отличие объясняется влиянием параметров линий связи на передачу энергии от источника к приемнику. Если для передачи энергии радиочастотных сигналов пригодны двухпроводные линии, выполненные на объемном или печатном монтаже, то передача энергии сигналов СВЧ осуществляется коаксиальными линиями, волноводами, полосковыми линиями, собственные емкости и индуктивности которых малы. Примерами таких устройств являются резонансные контуры СВЧ, волноводы, СВЧ переходы.

5. Механические связи. По влиянию на конструкцию их можно разбить на три группы:

— статические связи, обеспечивающие неизменное взаимное расположение деталей в пространстве;

— кинематические связи, в которых взаимное перемещение деталей зависит от действующей силы;

— динамические связи, в которых усилия и перемещения деталей связаны определенными законами и зависят от действующих сил.

Примерами статических связей являются корпусы, шасси, установочные, монтажные и крепежные детали. Примерами кинематических связей могут служить направляющие для вращательного, секторного и поступательного движений. К динамическим связям можно отнести пружины, амортизаторы, фиксаторы и т. д.

6. Оптические связи. Различают оптические связи двух видов:

— связи, увеличивающие разрешающую способность глаза человека (оптические отсчетные устройства);

— связи, превращающие световой поток в другие виды энергии (фотодатчики, фотосопротивления и т. д.).

Перечисленные виды связей определяют электромагнитную и механическую совместимость РД и РК, под которой понимается совокупность параметров, обеспечивающих их нормальное функционирование в заданных условиях.

1.2. Методы конструирования радиодеталей и радиокомпонентов

Метод конструирования РД и РК зависит от характера связей между элементами конструкции. При разработке конструкций с электрическими, магнитными и электромагнитными связями применяют топологический метод, при конструировании устройств с механическими и оптическими связями — геометрический и машиностроительный методы.

Топологический метод конструирования бывает плоскостной и объемный. Плоскостной метод применяют при разработке конструкций, в которых элементы расположены в одной плоскости, например при конструировании узлов с печатным монтажом или при разработке топологии микросхем. Объемный метод применяют при конструировании устройств с элементами, расположенными в трехмерном пространстве. Наглядным примером таких устройств являются радиокомпоненты, выполненные с применением объемного монтажа.

К топологическому методу конструирования предъявляются следующие основные требования:

1) обеспечение электромагнитной совместимости элементов конструкции;

2) уменьшение габаритов и массы конструкции;

3) повышение технологичности выполнения монтажных и сборочных работ;

4) снижение себестоимости изделия.

Исходя из этих требований, лучшим является плоскостной метод. Его применение обеспечивает простоту конструкции и сборки, упрощает монтажные работы, особенно при применении групповых методов пайки, снижает себестоимость. Однако если в конструкции применяются разновысокие детали, то плотность компоновки при использовании этого метода невелика. В таких случаях более эффективным является объемный метод. Следовательно, его целесообразно применять при разработке малогабаритных устройств.

На практике обычно применяют плоскостной и объемный методы одновременно. При этом элементы устанавливают в плоскости на печатных или монтажных платах, а последние располагают в объеме блока. Такой подход обеспечивает уменьшение габаритов и снижение трудоемкости изготовления изделия, облегчая его защиту от климатических и механических воздействий.

Геометрический метод применяют при конструировании точных механических устройств, в которых деформация под влиянием внутренних или внешних сил много меньше погрешностей изготовления деталей. В основе метода лежит следующий закон геометрии: любое тело в пространстве имеет шесть степеней свободы. Для обеспечения его неизменного положения достаточно иметь шесть точек касания, расположенных определенным образом. Поступательное и

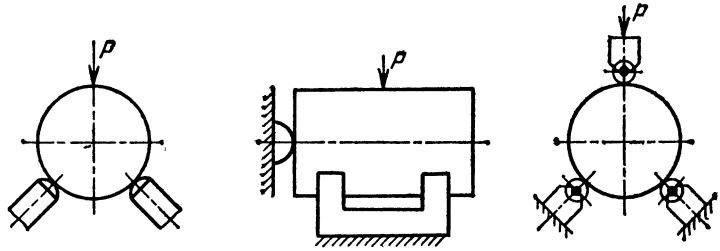


Рис. 1.1. Конструкции с вращательным движением тела.

вращательное движения тела обеспечиваются соответствующим уменьшением количества точек касания. Например, для получения вращательного движения тела необходимо исключить пять степеней свободы, заменив их опорами и замыкающими силами P (рис. 1.1).

При геометрическом методе конструирования нужно учитывать следующее:

1) точность взаимного перемещения деталей и их положение практически не зависят от точности линейных размеров. На точность взаимного перемещения влияет только форма поверхностей деталей, например, точность движения детали на рис. 1.1 зависит только от формы цилиндрической поверхности;

2) для уменьшения опорных реакций от замыкающих сил и влияния формы направляющих на точность перемещения опорные точки следует разносить на возможно большее расстояние;

3) постоянный контакт в точках касания должен обеспечиваться постоянно действующими силами P (рис. 1.1, 1.2);

4) в местах соприкосновений подвижных соединений могут возникать большие силы трения. Этот недостаток можно устранить, заменив трение скольжения трением качения; с этой целью в качестве опор применяют детали с шаровыми или цилиндрическими поверхностями. Примеры таких конструкций для направляющих вращательного и поступательного движения представлены на рис. 1.2 и 1.3;

5) для исключения люфтов и заклинивания при изменении температуры, а также в результате износа следует предусматривать соответствующие компенсаторы. Пример такой конструкции для направляющей вращательного движения с трением качения показан на рис. 1.3. Здесь люфты компенсируются упругой диафрагмой.

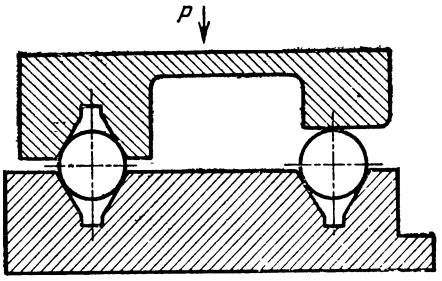


Рис. 1.2. Конструкция с шаровой опорой.

Машиностроительный метод конструирования наиболее часто используется в современной аппаратуре. Это объясняется тем, что он наиболее пригоден для создания устройств, передающих относительно большие усилия при сравнительно высоких скоростях. Отличительные особенности машиностроительного метода заключаются в следующем:

1) вместо опорных точек применяют опорные поверхности, что позволяет увеличить передаваемую нагрузку;

2) для обеспечения заданного положения или движения число опорных поверхностей может быть большим, чем в точных приборах, при конструировании которых используется геометрический метод;

3) замыкание силами заменяется замыканием формой поверхности, что вызывает в подвижных соединениях зазоры, а в неподвижных — большие напряжения;

4) предъявляются жесткие требования к точности изготовления деталей, поскольку от этого зависит точность их движения и взаимное расположение.

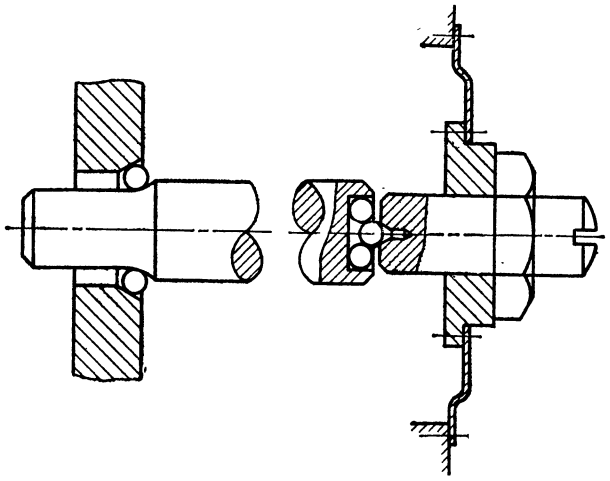


Рис. 1.3. Конструкция с вращательным движением и компенсацией.

При машиностроительном методе конструирования для образования неподвижных соединений используют винты, заклепки, штифты, цанговые зажимы и другие элементы, которые вызывают силы трения, препятствующие взаимному перемещению деталей. Для замыкания формой подвижных соединений широко применяют подшипники качения и трения, роликовые направляющие и другие узлы.

Сравнивая геометрический и машиностроительный методы, можно отметить, что каждый из них имеет свои преимущества и недостатки. Совместное их применение позволяет конструировать более гибко, обеспечивая лучшее качество конструкции.

1.3. Расчеты при конструировании

При конструировании радиодеталей и радиокомпонентов важное значение имеют расчеты, позволяющие конструировать более быстро, с меньшими затратами труда и средств. Для этой цели применяются различные аналитические методы и методы численного анализа.

Задачу, решаемую с помощью расчетов, можно сформулировать следующим образом: необходимо найти такие значения множества параметров устройства X_j ($j = \overline{1, n}$), при которых его выходные параметры $W_i = f_i(X_j)$ ($i = \overline{1, m}$) лежат в заданных пределах. Здесь функции $f_i(X_j)$ являются математическими моделями, отражающими физико-химические свойства элементов устройства и влияние на них окружающей среды. Например, при расчете сопротивления проводника в качестве функций $W_i = f_i(X_j)$ могут быть использованы $R = \rho l_{\text{пр}}/S$ и $R_t = R[1 + \alpha(t - 20^\circ\text{ C})]$, где R — сопротивление проводника при температуре 20° С; ρ — удельное сопротивление; $l_{\text{пр}}$ — длина проводника; S — его поперечное сечение; α — температурный коэффициент сопротивления; t — температура; R_t — сопротивление при температуре t.

Выходные параметры W_i и часть параметров X_j задают в виде исходных данных (например, R_t, ρ, S, α, t), остальные параметры (в рассмотренном примере это R и $l_{\text{пр}}$) определяют при расчете.

Для расчетов обычно задают следующие исходные данные:

1) электрические параметры, например, емкость конденсаторов, мощность трансформатора, ток срабатывания реле;

2) конструктивные параметры — массу, габариты, форму и т д.;

3) серийность производства;

4) условия эксплуатации, определяющие устойчивость разрабатываемого изделия к климатическим, механическим и другим видам воздействий.

Помимо перечисленных могут предъявляться и другие специальные требования, которые должны учитываться при расчетах, например себестоимость, цвет устройства, воздействие песка и пыли. Из-за несовершенства математических моделей расчеты РД и

РК часто выполняют методом последовательных приближений, например расчет катушек индуктивности, трансформаторов. Математические модели в большинстве случаев являются приближенными, поэтому результаты расчетов имеют погрешности. Часть погрешностей, связанных с несовершенством математической модели РД и РК, можно устранить при помощи экспериментальных методов анализа. Однако часто это требует больших материальных затрат, проведения большого числа испытаний.

Иногда часть элементов устройства и протекающих в нем процессов воспроизводят с помощью имитаторов, остальные элементы и процессы моделируют на ЭВМ. Такие исследования по существу являются экспериментально-теоретическими. Они позволяют снизить стоимость и длительность экспериментов, однако недостатки, вызванные заменой реальной модели математической, частично сохраняются.

Несмотря на ограниченные возможности расчетных методов, использование их всегда целесообразно. Теоретические исследования позволяют анализировать варианты конструкции быстрее и при меньших затратах. Кроме того, результаты, полученные при теоретическом исследовании, в ряде случаев могут быть справедливы для широкого класса устройств, в то время как экспериментальные исследования носят более частный характер.

Помимо анализа, при проектировании широко применяют математический синтез, который часто позволяет математическим путем найти оптимальное построение РД и РК, обеспечивающее наилучшее значение критерия эффективности. Математический синтез в большинстве случаев не может дать полного и окончательного решения задачи, поскольку, являясь чисто теоретическим, требует для уточнения исходных данных и принятых допущений экспериментальной проверки.

1.4. Сущность, значение и задачи надежности

Эффективное функционирование радиоэлектронной аппаратуры возможно при высоком качестве ее РД и РК. Под качеством понимается совокупность свойств, определяющих степень пригодности изделия для использования по назначению. Одним из важных показателей качества является надежность. В соответствии с ГОСТ 13377—67 надежность определяется как свойство изделия выполнять заданные функции, сохраняя свои эксплуатационные показатели в заданных пределах в течение требуемого промежутка времени или периода наработки. Под изделием понимают деталь, узел, блок, прибор, устройство и т. д.

Невысокая надежность значительно снижает эффективность использования радиоэлектронной аппаратуры, увеличивает экономические потери и стоимость эксплуатации. Проблема надежности связана в первую очередь со сложностью РЭА, состоящей из большого числа РД и РК. Если с усложнением РЭА не повышать их на-

дежность, то аппаратура окажется фактически неработоспособной из-за частых отказов.

Изучением вопросов надежности занимается теория надежности, задачами которой являются:

— определение методики сбора, учета и анализа данных об отказах;

— изучение влияния воздействующих факторов;

— установление закономерностей возникновения отказов;

— расчет и анализ показателей надежности, прогнозирование отказов.

1.5. Основные понятия надежности

В теории надежности принято разделять надежность систем и надежность элементов. Система — это совокупность совместно действующих изделий, предназначенных для выполнения заданных функций. Часть системы, выполняющая определенную функцию, но не имеющая самостоятельного применения, называется элементом системы. Необходимо разграничивать понятие «элемент системы» с понятием элемента РЭА, который не имеет вне изделия самостоятельного применения и не подлежит разборке.

Элементы РЭА бывают активные и пассивные. К активным относятся лампы, полупроводниковые и электронно-лучевые приборы и т. д., к пассивным — трансформаторы, реле, резисторы, конденсаторы и т. д. Типовые функциональные элементы, выполненные в виде отдельных законченных конструкций, например объемные, плоские и этажерочные микромодули, интегральные схемы, относятся к радиокомпонентам.

Надежность радиодеталей и радиокомпонентов обеспечивается сочетанием таких свойств, как безотказность, ремонтопригодность, сохранность и долговечность.

Долговечность — свойство изделия сохранять работоспособность до предельного состояния с необходимыми перерывами для технического обслуживания и ремонта. Предельное состояние изделия определяется невозможностью его дальнейшей эксплуатации. Показателями долговечности являются ресурс и срок службы. Ресурсом считается реальное время эксплуатации изделия до предельного состояния, оговоренного в технической документации. Срок службы определяется календарной продолжительностью эксплуатации изделия до момента возникновения предельного состояния, оговоренного в технической документации. Долговечность задается ресурсом в часах. Для некоторых радиодеталей, например реле, переключателей, ресурс оценивается количеством циклов работы.

Безотказность является свойством изделия сохранять работоспособность в течение некоторого времени эксплуатации без вынужденных перерывов. Событие, заключающееся в нарушении работоспособности, называется отказом. Причиной отказа является возникновение неисправности, под которой понимается такое состояние,

когда изделие не соответствует хотя бы одному из требований технических условий (ТУ). Различают неисправности второстепенные, не приводящие к отказам, и основные, которые являются причиной отказов. Например, вмятины и нарушения покрытия на корпусе резистора являются второстепенными неисправностями, если электрические параметры резистора лежат в пределах норм ТУ. Неисправности подразделяются на конструктивные и параметрические. Конструктивные неисправности обусловлены механическими и электрическими нарушениями, а параметрические связаны с изменениями характеристик изделий.

По характеру возникновения отказы делятся на внезапные и постепенные. Внезапные отказы характеризуются скачкообразным (мгновенным) изменением одного или нескольких параметров изделия (пробой диэлектрика в конденсаторе, замыкание витков в обмотках трансформатора и т. д.). Внезапный отказ является случайным событием. Постепенный отказ характеризуется плавным изменением параметров из-за износа и старения (понижение анодного тока лампы, изменение емкости конденсатора при длительном хранении и т. д.). Эти отказы носят не случайный, а закономерный характер, их появление можно прогнозировать. По внешним проявлениям отказы делятся на явные и неявные. Явные отказы обнаруживаются при внешнем осмотре, а неявные — при измерении параметров элементов. По взаимосвязи между собой отказы подразделяют на зависимые и независимые. Зависимые отказы возникают из-за ранее происшедшего отказа, а независимые происходят по причинам, не связанным с ранее возникшим отказом.

Радиодетали и радиокомпоненты длительное время могут находиться в состоянии хранения как до установки в аппаратуру, так и определенный период в самой аппаратуре. Свойство изделия сохранять эксплуатационные показатели в период хранения и транспортировки, установленный в ТУ, называется сохранностью. Количественно сохранность оценивается средним сроком сохранности и зависит от условий хранения. Для большинства РД и РК срок сохранности лежит в пределах от 5 до 20 лет.

1.6. Количественные характеристики надежности и их расчет

Надежность радиодеталей и радиокомпонентов зависит от многих факторов, воздействие которых носит случайный характер. Поэтому математический аппарат теории надежности основан на теории вероятностей, а оценка показателей надежности производится статистическими методами. Радиодетали и радиокомпоненты относятся к категориям невосстанавливаемых элементов, надежность которых оценивается:

1) вероятностью безотказной работы $p\ (t)$;
2) интенсивностью отказов $\lambda\ (t)$;
3) средней наработкой до первого отказа*) $t_{ср}$;

*) Для неремонтируемых изделий термин «средняя наработка до первого отказа» равнозначен термину «средняя наработка до отказа».

4) частотой отказов (плотностью распределения отказов) $f(t)$.

Под вероятностью безотказной работы понимается вероятность того, что в заданном интервале времени или в пределах заданной наработки не возникнет отказ изделия. Если через T обозначить время исправной работы элемента до отказа, а через t время, в течение которого необходимо определить вероятность безотказной работы, то $p(t)$ есть вероятность такого события, когда величина T будет больше или равна t, т. е.

$$p(t) = \text{Вер}(T \geqslant t). \tag{1.1}$$

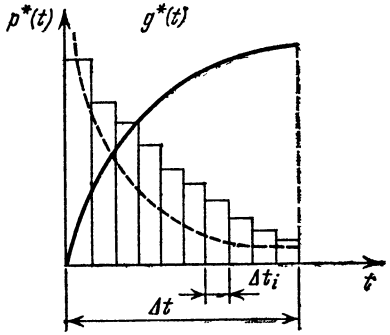


Рис. 1.4. Зависимость вероятности безотказной работы и вероятности отказов от времени.

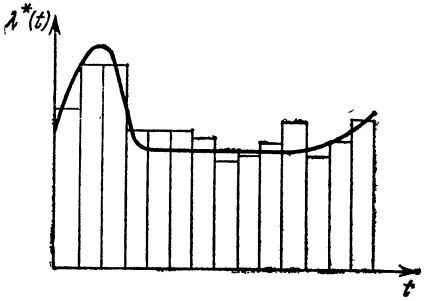


Рис. 1.5. Зависимость интенсивности отказов от времени.

Известно, что вероятность случайного события определяется отношением числа опытов, благоприятных этому событию, к общему числу опытов. Для расчета вероятности $p(t)$ определенное количество однотипных элементов N испытывают в одинаковых условиях в течение времени t. Если при этом n элементов выйдут из строя, то благоприятным случайным событием считается сохранение работоспособности у оставшихся $N - n$ элементов. Тогда

$$p^*(t) = (N - n)/N. \tag{1.2}$$

Вероятность $p^*(t)$ является приближенной оценкой истинного значения вероятности $p(t)$. Значение $p^*(t)$ приближается к $p(t)$ с увеличением числа (выборки) испытуемых элементов. Зависимость вероятности безотказной работы от времени показана на рис. 1.4.

Событием, противоположным работоспособному состоянию, является отказ. Вероятность отказа обозначим $g(t)$. Тогда

$$p(t) + g(t) = 1. \tag{1.3}$$

Отсюда вероятность отказа можно определить как

$$g^*(t) = 1 - p^*(t) = 1 - (N - n)/N = n/N. \tag{1.4}$$

Вероятность отказа элементов с увеличением времени возрастает и при $t \to \infty$ стремится к единице (рис. 1.4).

Под интенсивностью отказов $\lambda(t)$ понимают вероятность отказа в единицу времени после некоторого промежутка времени при условии, что отказ до этого момента не возник. Интенсивность отказов определяется выражением

$$\lambda_i^*(t) = \Delta n_i / (N - n_i)\ \Delta t_i\ [\text{ч}^{-1}], \qquad (1.5)$$

где Δn_i — число элементов, отказавших за интервал времени Δt_i.

При статистических испытаниях, когда интенсивность отказов определяют на конечном интервале времени, вместо числа исправных элементов $N - n_i$ в формулу (1.5) подставляют среднее число элементов, исправно работающих в интервале Δt_i:

$$N_{\text{ср}} = 0{,}5\ [N\ (t_{i+1}) + N\ (t_i)].$$

Тогда

$$\lambda_i^*(t) = \Delta n_i / N_{\text{ср}} \Delta t_i\ [\text{ч}^{-1}] \qquad (1.6)$$

По значениям λ_i^*, рассчитанным для каждого промежутка времени, можно построить график зависимости интенсивности отказов от времени. Такая зависимость называется λ-характеристикой (рис. 1.5). На графике можно выделить три явно выраженных участка. В начале испытаний интенсивность отказов большая (период приработки), затем она падает и далее остается приблизительно постоянной (период нормальной работы), в конце испытаний $\lambda^*(t)$ возрастает (период износа и старения). На первых двух участках отказы в основном носят внезапный характер, а на последнем — постепенный. Значение функции $\lambda^*(t) = \lambda$ на участке нормальной эксплуатации принимается за основной расчетный показатель надежности РД. Чем меньше λ, тем выше надежность РД. Период нормальной эксплуатации не одинаков для разных типов элементов. Чем больше этот период, тем больше ресурс и срок службы элементов. Интенсивность отказов зависит от нагрузки элементов (тепловой, электрической и т. п.). При облегченных режимах интенсивность отказов уменьшается и увеличивается период нормальной работы.

Надежность элементов оценивается также средней наработкой до отказа, которая определяется выражением

$$t_{\text{ср}}^* = \sum_{i=1}^{n} t_i / N, \qquad (1.7)$$

где t_i — время работы i-го элемента до первого отказа.

Формула (1.7) справедлива, если испытания проходят до отказа всех элементов, что требует длительного времени. Обычно ограничиваются меньшим временем, т. е. испытания проводят до выявления n отказов с общей наработкой

$$t_\Sigma = t_1 + t_2 + \ldots + t_i + \ldots + t_n + (N - n)\ t_n.$$

Тогда

$$t^*_{ср} = t_\Sigma / N. \qquad (1.8)$$

При таком расчете $t^*_{ср}$ получается заниженным, так как не все элементы исчерпали свой ресурс (отказали). Средняя наработка до отказа в период нормальной работы ($\lambda = \text{const}$) обратно пропорциональна интенсивности отказов, т. е. $t^*_{ср} = 1/\lambda$. При расчетах надежности аппаратуры средняя наработка до отказа необходима для оценки правильности выбора элементов. Высокая надежность РЭА достигается, если средняя наработка до отказа элементов будет значительно больше требуемого ресурса аппаратуры.

Скорость изменения вероятности безотказной работы в единицу времени характеризуется частотой отказов f^*_i. Частота отказов определяется как отношение числа элементов, отказавших в единицу времени, к общему числу элементов

$$f^*_i = \Delta n_i / N \Delta t_i.$$

Показатели надежности связаны между собой. Разделим в выражении (1.5) числитель и знаменатель на величину $N\Delta t_i$, в результате получим

$$\lambda^*(t) = \frac{\Delta n_i / N \Delta t_i}{(N - n_i)\,\Delta t_i / N \Delta t_i} = \frac{f^*(t)}{p^*(t)},$$

т. е. интенсивность отказов равна отношению частоты отказов к вероятности безотказной работы. Вероятность безотказной работы элемента в период нормальной работы характеризуется экспоненциальным законом [23]

$$p(t) = \exp(-\lambda t). \qquad (1.9)$$

Из-за ограниченного объема выборки изделий показатели надежности обычно определяются с погрешностью. Поэтому их величина задается с определенной доверительной вероятностью, которая для большинства радиодеталей выбирается равной 0,9.

1.7. Факторы, влияющие на надежность, и методы ее повышения

В большинстве случаев аппаратура отказывает из-за выхода из строя одного или нескольких элементов. Надежность элементов зависит от электрических и механических нагрузок, параметров окружающей среды (температуры, влажности, давления, радиации и т. д.) и времени использования, влияющего на старение.

Степень электрической нагрузки элемента характеризуют коэффициентами нагрузки, под которыми понимают отношения фактических величин силы тока, напряжения и рассеиваемой мощности к номинальным значениям для данного элемента. Коэффициент нагрузки определяется по параметру, оказывающему наибольшее влияние на работу элемента. Таким параметром для резисторов является рассеиваемая мощность ($K_н = P_{факт}/P_{доп}$), для конден-

саторов — напряжение ($K_н = U_{факт}/U_{доп}$), для реле и контакторов — ток через контакты ($K_н = I_{к\,факт}/I_{к\,доп}$), для силовых трансформаторов — токи вторичных обмоток ($K_н = I_{2\,факт}/I_{2\,доп}$), и т. д. Иногда коэффициент нагрузки следует оценивать по другим критичным параметрам. Например, высокоомные резисторы работают при незначительных мощностях, но больших напряжениях, близких к предельно допустимым. Повышенные электрические нагрузки снижают, а облегченные, наоборот, повышают надежность элементов. Влияние коэффициентов нагрузки на надежность характеризуется относительным (поправочным) коэффициентом интенсивности отказов a_i:

$$a_i = \lambda_i/\lambda_{i0},$$

где λ_i — интенсивность отказов элемента в рабочем режиме; λ_{i0} — интенсивность отказов в номинальном режиме при $K_н = 1$ и температуре + 20° С.

Значение a_i зависит от совместного действия различных нагрузок. Зависимости a_i от нагрузок для ряда элементов приведены в приложении 3.

Механические воздействия проявляются в виде вибраций, ударов и линейных ускорений. Вибрации — это длительные знакопеременные движения, обусловленные колебательными силами. Вибрации характеризуются частотой f [Гц], амплитудой колебаний A [мм] и ускорением j, которое оценивают в долях ускорения силы тяжести ($g = 9{,}810$ м/с^2). Частота, амплитуда и ускорение связаны зависимостью $j = (2\pi f)^2 A/g$. Ударом называют мгновенное приложение к изделию внешних сил. Удар характеризуется длительностью, формой ударного воздействия, ускорением. В ряде случаев элементы испытывают действие центробежных сил. Такие нагрузки менее опасны, чем вибрации и удары. Действие механических нагрузок на РД и РК приводит к возникновению трещин и изломов в материалах, к обрывам, нарушению контактов. У конденсаторов переменной емкости, реле и некоторых других деталей вибрации вызывают отклонения параметров от номинала вследствие изменения расстояний между отдельными деталями. Величину механических нагрузок на элементы уменьшают путем амортизации аппаратуры. Конструкция механического крепления и монтаж РД и РК должны исключать возможность появления резонансных колебаний в рабочем диапазоне частот вибраций.

Наибольшее влияние на стабильность параметров элементов оказывает температура. Изменения температуры особенно неблагоприятны для изделий из разнородных материалов. Различие в коэффициентах линейного расширения приводит к возникновению микротрещин и микроканалов в местах сопряжений. У изоляционных материалов с ростом температуры изменяется диэлектрическая проницаемость, увеличиваются диэлектрические потери, уменьшается электрическая прочность; у металлов возрастает сопротивление и т. д. В общем случае стабильность параметров элементов характе-

ризуется отношением величины изменения выходного параметра $\Delta y/y$ к изменению величины воздействующего фактора Δx:

$$\alpha_y = \Delta y/y\Delta x.$$

Параметром y могут быть любые характеристики элементов и узлов, а фактором x внешние воздействия (температура, влажность, давление, радиация). Если влияющим фактором является температура, то стабильность элементов оценивается температурным коэффициентом. Например, температурная стабильность конденсаторов характеризуется температурным коэффициентом емкости (ТКЕ) $\alpha_C = \Delta C/C\Delta t$; индуктивностей — температурным коэффициентом индуктивности (ТКИ) $\alpha_L = \Delta L/L\Delta t$; резисторов — температурным коэффициентом сопротивления (ТКС) $\alpha_R = \Delta R/R\Delta t$ и т. д.

Изменения параметров под действием любого фактора бывают обратимыми и необратимыми. Обратимые изменения приводят к отклонению параметра только на время действия фактора. Необратимые изменения характеризуются отклонениями, которые сохраняются и после окончания действия фактора. Изменение температуры в диапазоне — 60... + 60° С вызывает обычно обратимые отклонения параметров. Необратимые температурные изменения происходят, как правило, при действии высоких температур, близких к температуре разрушения материалов. Повышение температуры увеличивает интенсивность отказов. Эта зависимость учитывается относительным коэффициентом интенсивности отказов, который определяется исходя из коэффициента электрической нагрузки элемента и температуры окружающей среды.

Действие влаги приводит к ухудшению диэлектрических свойств электроизоляционных материалов, росту потерь, увеличению коррозии металлов, что вызывает изменения параметров элементов. Наиболее опасным является сочетание высокой температуры с повышенной влажностью. Влияние влаги оценивается коэффициентом увлажнения, который определяется относительным изменением параметров после пребывания элемента в среде с повышенной влажностью. Уровень увлажнения характеризуется абсолютной и относительной влажностью. Количество водяных паров в граммах в 1 м^3 воздуха называется абсолютной влажностью. Отношение абсолютной влажности к максимально возможной при заданной температуре называют относительной влажностью. Нормальной считается относительная влажность 60...70% при $t = 20 \pm 5$° С. Большинство РД и РК нормально работают при относительной влажности 98% и $t = 40$° С. Защита от влаги производится полной или частичной герметизацией. Полная герметизация осуществляется с помощью металлических корпусов. Частичная герметизация производится заливкой и пропиткой компаундами, опрессовкой и обволакиванием изоляционными материалами, покрытием элементов влагостойкими лаками.

Действие пониженного давления на элементы связано с уменьшением электрической прочности воздуха, а также уменьшением

конвекционного теплообмена. Поэтому при низких давлениях должна снижаться электрическая нагрузка на элементы. Способность изделий сохранять работоспособность при пониженных давлениях называют высотностью. Для большинства РД и РК установлено предельное значение давления 5 мм рт. ст.

При конструировании современной РЭА необходимо учитывать возможность влияния радиации. Воздействие на материалы потока нейтронов, протонов, быстрых электронов, рентгеновских, альфа- и гамма-лучей вызывает смещение атомов в узлах решетки, возбуждение электронов, атомов и молекул и другие превращения. Нарушение структуры обусловлено радиационным нагревом и химическими процессами. Радиационный нагрев при длительном воздействии сокращает срок службы и механическую устойчивость материалов. Если облучать металлы и сплавы в газовой, жидкой или твердой среде, чувствительной к ионизации, на поверхности будут протекать химические реакции, которые будут приводить к усилению окисления, нитрированию и увеличению коррозии. Радиация вызывает обратимые и необратимые изменения. Обратимые изменения являются в основном следствием ионизации материалов и окружающей среды. Необратимые изменения связаны с нарушением структуры вещества. При хранении деталей в них протекают медленные физико-химические реакции; окисление, полимеризация, электролиз, коррозия и другие, которые приводят к старению. Эти реакции значительно ускоряются с повышением температуры и влажности окружающей среды.

Рассмотрим надежность наиболее распространенных РД и РК. Резисторы являются наиболее простыми радиодеталями и имеют малую интенсивность отказов $\lambda = (0{,}001...0{,}8) \cdot 10^{-6}$ ч$^{-1}$. Основными видами отказов в постоянных резисторах являются обрывы (80%), короткие замыкания (10%), постепенные отказы (10%). Переменные резисторы имеют более высокую интенсивность отказов (примерно в 3...6 раз по сравнению с постоянными). Интенсивность отказов проволочных резисторов возрастает с уменьшением диаметра провода. Коэффициенты электрической нагрузки резисторов рекомендуется выбирать не более 0,5...0,6.

Интенсивность отказов конденсаторов примерно такая же, как резисторов. Наиболее надежны слюдяные конденсаторы, наименее надежны электролитические. Основными видами отказов являются обрывы (80% — у двухслойных, 5% — у однослойных и электролитических конденсаторов), короткие замыкания (соответственно 10% и 85%). Постепенные отказы составляют 10%. Коэффициент электрической нагрузки выбирается не более 0,7...0,8.

Основное влияние на надежность трансформаторов, индуктивностей и дросселей оказывают напряжения и токи, температура и влажность. Основные виды отказов: короткие замыкания витков, обрыв и перегорание обмоток. Оценка режима работы силовых трансформаторов производится по максимальному току и напряжению в обмотках, подведенной мощности и температуре перегрева об-

моток. В дросселях низкой частоты контролируются ток, напряжение и перегрев обмотки. В маломощных импульсных трансформаторах необходимо контролировать напряженность магнитного поля, постоянное и импульсное напряжения между обмотками, плотность тока.

Функциональные узлы в виде интегральных микросхем (ИМС) более надежны по сравнению со схемами на дискретных элементах, так как все компоненты изготовляются в едином технологическом цикле. Отказы полупроводниковых ИМС происходят из-за нарушения технологии, ошибок контроля, дефектов исходных материалов. Интенсивность отказов ИМС колеблется от $1 \cdot 10^{-6}$ до $7 \cdot 10^{-9}$ $ч^{-1}$. Обычно надежность полупроводниковой ИМС с 10...15 компонентами приравнивают к надежности одного транзистора.

В реле и контакторах различают полные и частичные отказы, которые сопровождаются повреждением обмотки или подвижной системы. Частичные отказы характеризуются выходом за установленные пределы переходного сопротивления контактов, сопротивления изоляции и других параметров. Показатели надежности реле и контакторов связаны с числом срабатываний. Наработка на отказ определяется средним числом срабатываний на один отказ. Вероятность безотказной работы рассчитывается за определенное число срабатываний. При переходе к временным параметрам надежность этих устройств определяется средним числом срабатываний в единицу времени. Для повышения надежности реле и контакторов следует уменьшать токовые режимы контактов, механические воздействия и улучшать теплоотвод. Реле и контакторы необходимо располагать так, чтобы направление перемещения контактов не совпадало с направлением ударов и вибраций.

Данные по интенсивности отказов для некоторых радиодеталей и радиокомпонентов, графики и таблицы для определения поправочных коэффициентов приведены в приложениях 1—3.

1.8. Общие сведения о единой системе конструкторской документации (ЕСКД)

Успешное развитие народного хозяйства страны невозможно без стандартизации. Под стандартизацией понимают установление единых правил и норм для упорядочения производства и эксплуатации изделий с целью получения всеобщей оптимальной экономии. Стандартизация основывается на объединенных достижениях науки и техники и практического опыта и неразрывно связана с техническим прогрессом, способствуя его ускоренному развитию.

Государственная система стандартизации представляет комплекс взаимосвязанных стандартов, устанавливающих основные правила, цели и задачи стандартизации и определяющих организацию и методику проведения работ по стандартизации. В системе стандартизации устанавливается четыре категории стандартов: ГОСТ — государственные стандарты, ОСТ — отраслевые стандарты, РСТ —

республиканские стандарты, СТП — стандарты предприятий. Особенностью стандартизации в нашей стране является создание межотраслевых комплексных стандартов, охватывающих важнейшие области научно-технического развития. К таким стандартам относится Единая система конструкторской документации, принятая к внедрению в 1971 году.

Стандарты ЕСКД нумеруются пятизначной группой цифр. Первая цифра обозначает порядковый номер государственного стандарта, вторая — номер раздела, третья группа из двух цифр обозначает порядковый номер, а последние две цифры определяют год утверждения стандарта. ЕСКД состоит из следующих разделов: 0 — общие положения; 1 — основные положения; 2 — классификация и обозначение изделий и конструкторских документов; 3 — общие правила выполнения чертежей; 4 — правила выполнения чертежей изделий машиностроения и приборостроения; 5 — правила обращения конструкторских документов (учет, хранение, дублирование, внесение изменений); 6 — эксплуатационная и ремонтная документация; 7 — правила выполнения схем; 8 — прочие стандарты.

1.9. Виды изделий и конструкторской документации

Конструкторская документация определяется видом изделий. В ГОСТ 2.101—68 ЕСКД изделие рассматривается как предмет или набор предметов производства, подлежащих изготовлению на предприятии. Различают четыре вида изделий: детали, сборочные единицы, комплексы и комплекты. По назначению изделия бывают основного и вспомогательного производства. Взависимости от наличия или отсутствия составных частей изделия делятся на неспецифицированные (детали) и специфицированные (сборочные единицы, комплексы, комплекты), состоящие из двух и более частей.

К деталям относятся изделия, которые изготовляются из однородного материала без применения сборочных операций, а также изделия, подвергнутые покрытиям или изготовленные с применением сварки, пайки, склейки и т. д. К сборочным единицам относятся изделия, составные части которых подлежат соединению между собой сборочными операциями (свинчивание, сочленение, клепка, сварка, пайка, развальцовка, опрессовка и т. д.). К комплексам относятся изделия, не соединенные сборочными операциями, выполняющие одну или несколько эксплуатационных функций. В комплекс могут входить детали, сборочные единицы и комплекты, выполняющие вспомогательные функции.

К комплектам относятся два и более изделий, не соединенных сборочными операциями и представляющих собой набор изделий с общим эксплуатационным назначением вспомогательного характера, например комплект тары и т. д.

Виды и комплектность конструкторских документов отражены в ГОСТ 2.102—68. Конструкторскими документами считаются гра-

фические и текстовые документы, которые в отдельности или совокупности определяют состав и устройство изделия и содержат необходимые данные для его разработки, изготовления, контроля, приемки, эксплуатации и ремонта. К графическим документам относятся чертежи и схемы, а к текстовым — все остальные. По назначению конструкторские документы подразделяются на следующие группы:

1) документы для непосредственного изготовления и контрольной приемки изделий (чертежи деталей, сборочные чертежи, спецификации);

2) документы для организации производства (ведомость покупных изделий, ведомость спецификаций, ведомость ссылочных документов);

3) документы для монтажа, эксплуатации и ремонта изделия (технические описания, инструкции по эксплуатации, монтажные чертежи и др.);

4) документы для поставки и приемки изделия заказчиком (ТУ и др.).

В зависимости от стадии разработки конструкторские документы бывают проектные и рабочие. К проектным относятся: техническое предложение, эскизный и технический проекты. К рабочим — рабочая документация. По содержанию конструкторские документы подразделяются на 23 вида. Основные из них следующие:

а) схема — документ, на котором показаны в виде условных изображений или обозначений составные части изделия и связи между ними;

б) сборочный чертеж — документ, содержащий изображение изделия и другие данные, необходимые для его изготовления и контроля;

в) габаритный чертеж — документ, содержащий упрощенное изображение изделия с габаритными, установочными и присоединительными размерами;

г) монтажный чертеж — документ, содержащий контурное (упрощенное) изображение изделия, а также данные, необходимые для его установки (монтажа) на месте применения;

д) чертеж детали — документ, содержащий изображение изделий и другие данные, необходимые для их изготовления и контроля;

е) спецификация — документ, определяющий состав сборочной единицы, комплекса или комплекта.

Конструкторские документы в зависимости от способа их выполнения и характера использования подразделяют на оригиналы, подлинники, дубликаты и копии. Документы для разового применения в производстве разрешается выполнять в виде эскизов. Конструкторские документы разделяют на основной конструкторский документ, основной и полный комплекты конструкторских документов. Основным называют конструкторский документ, который в отдельности или в совокупности с другими записанными в нем конструкторскими документами полностью и однозначно определяет

данное изделие и его состав. Таким документом для сборочных единиц, комплектов и комплексов является спецификация, а для деталей — чертеж детали. Основной комплект конструкторских документов изделия представляет собой совокупность конструкторских документов, относящихся ко всему изделию в целом, например сборочный чертеж, принципиальная электрическая схема, технические условия. Полный комплект конструкторских документов состоит из основных комплектов конструкторских документов на данное изделие и его составные части.

В соответствии с составом конструкторских документов допускается совмещение сборочного и габаритного, сборочного и монтажного, габаритного и монтажного чертежей, пояснительной записки и расчетов.

Каждая сборочная единица, комплекс и комплект могут быть в условиях предприятия предметом самостоятельного производственного планирования. Поэтому на каждый вид этих изделий необходимо иметь спецификацию. В спецификацию вносят все составные части изделия и все конструкторские документы, относящиеся к изделию и его неспецифицируемым частям. В графе «Формат» указывают форматы документов. Если документ выполнен на нескольких листах различных форматов, то в графе проставляют «звездочку», а в примечании перечисляют все форматы. В графе «Зона» указывают обозначение зоны, в которой находится записываемая составная часть. В графе «Позиция» указывают порядковые номера составных частей изделия. Номера позиций не присваивают документам, записанным в разделе «Документация». В графе «Обозначение» указывают: 1) в разделе «Документация» — обозначение записываемых документов; 2) в разделах «Комплексы», «Сборочные единицы», «Детали», «Комплекты» — обозначения основных конструкторских документов; 3) в разделах «Стандартные изделия», «Прочие изделия» и «Материлы» графа не заполняется.

В графе «Наименование» указывают: 1) в разделе «Документация» — наименование документов, например «Чертеж сборочный»; 2) в разделах «Комплексы», «Сборочные единицы», «Детали», «Комплекты» — наименование изделий по основной надписи на конструкторских документах. Для деталей, на которые не выпущены чертежи, указывают наименование и материал, а также размеры, необходимые для их изготовления; 3) в разделе «Стандартные изделия» — наименование и обозначения изделий в соответствии со стандартами; 4) в разделе «Прочие изделия» — наименование и условные обозначения изделий по документам на их поставку с указанием этих документов; 5) в разделе «Материалы» — обозначения материалов по документам на их поставку.

В графе «Количество» указывают: 1) в разделе «Материалы» — общее количество материалов на одно специфицированное изделие с указанием единиц измерения; 2) в разделе «Документация» графа не заполняется; 3) в остальных разделах для составных частей указывается количество их на одно специфицированное изделие. В гра-

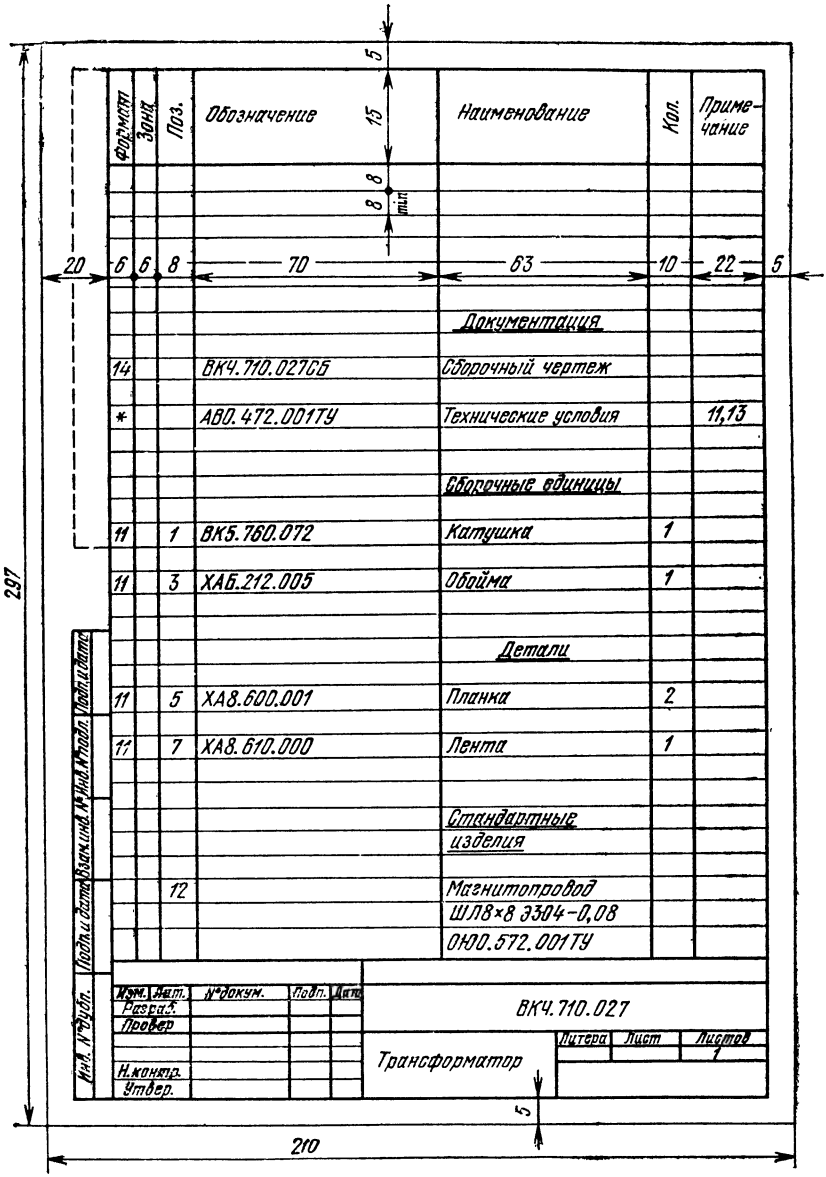


Рис. 1.6. Форма спецификации.

фе «Примечание» указывают дополнительные сведения для планирования и организации производства и другие сведения по изделиям, материалам и документам.

Спецификация заполняется сверху вниз (рис. 1.6), разделы располагают следующим образом: документация, комплексы, сборочные единицы, детали, стандартные изделия (по стандартам всех категорий), прочие изделия, материалы, комплекты. Наличие раздела определяется составом специфицируемого изделия. Каждый раздел указывается в виде заголовка в графе «Наименование» и подчеркивается. Выполняется спецификация на отдельных листах формата 11 на каждую сборочную единицу, комплекс и комплект. Исключением является случай, когда сборочная единица и спецификация размещаются на листе формата 11. Спецификация имеет обозначение изделия без шифра.

1.10. Стадии и этапы разработки конструкторских документов и их обозначение

Стадией разработки конструкторской документации считается период разработки технического задания и определенных видов проектной или рабочей конструкторской документации с определенной степенью выполнения принятых технических решений.

Этапом разработки является законченная часть стадии разработки, в течение которой производятся отдельные работы определенного характера и объема из числа установленных для данной стадии. Стадии и этапы разработки конструкторской документации установлены ГОСТ 2.103—68 и приведены в табл. 1.1.

Рассмотрим стадии разработки.

Техническое задание устанавливает основное назначение, технические и тактико-технические характеристики, показатели качества и технико-экономические требования к разрабатываемому изделию, выполнение стадий разработки конструкторской документации и ее состав, а также специальные требования к изделию.

Техническое предложение — совокупность конструкторских документов, содержащих техническое и технико-экономическое обоснование целесообразности разработки на основании анализа технического задания (ТЗ) заказчика с учетом различных вариантов возможных решений и их сравнительной оценки. Техническое предложение является основанием для разработки эскизного проекта.

Эскизный проект — совокупность конструкторских документов, содержащих принципиальные конструкторские решения, дающие общее представление об устройстве и принципе работы изделия, а также данные, указывающие назначение, основные параметры и габаритные размеры изделия. Эскизный проект служит основанием для разработки технического проекта для рабочей конструкторской документации.

Технический проект — совокупность документов, отражающих окончательное техническое решение и дающих полное представление

Таблица 1.1

Стадии и этапы разработки конструкторской документации

Стадия разработки	Этап работы
Техническое задание	Разработка технического задания
Техническое предложение	Подбор материалов. Разработка и утверждение технического предложения по результатам анализа технического задания с присвоением документам литеры «П»
Эскизный проект	Разработка эскизного проекта с присвоением документам литеры «Э». Изготовление и испытание макетов. Рассмотрение и утверждение эскизного проекта
Технический проект	Разработка технического проекта с присвоением документам литеры «Т». Изготовление и испытания макетов. Рассмотрение и утверждение технического проекта
Разработка рабочей документации:	Разработка конструкторской документации для изготовления и испытания опытного образца (опытной партии)
а) опытного образца (опытной партии)	Изготовление и заводские испытания опытного образца (опытной партии). Корректировка документации по результатам изготовления и испытаний с присвоением конструкторской документации литеры «О»*). Государственные, межведомственные, приемочные и другие испытания опытного образца (опытной партии). Корректировка документации по результатам этих испытаний с присвоением литеры «$О_1$». При последующих изготовлениях и испытаниях опытного образца (опытной партии) и внесении корректировок конструкторской документации присваиваются литеры «$О_2$», «$О_3$» и т. д.
б) установочной серии	Изготовление и испытание установочной серии. Корректировка конструкторской документации по результатам изготовления, испытания и оснащения технологического процесса с присвоением конструкторской документации литеры «А»
в) установившегося серийного или массового производства	Изготовление и испытание головной (контрольной) партии и корректировка конструкторской документации по результатам этих работ с присвоением документации литеры «Б». При этом конструкторская документация должна быть окончательно отработана и проверена по зафиксированному и полностью оснащенному технологическому процессу

*) Конструкторским документам для индивидуального производства при разовом изготовлении изделий присваивается литера «И».

об устройстве изделия, а также содержащих исходные данные для разработки рабочей документации. Технический проект служит основанием для разработки рабочей конструкторской документации.

Проектной конструкторской документацией считается документация, выполненная в соответствии с ТЗ на различных стадиях проектирования до разработки рабочей конструкторской документации.

Рабочая конструкторская документация — совокупность конструкторских документов для изготовления, контроля, приемки, поставки, эксплуатации и ремонта изделия.

Стандартом (ГОСТ 2.201—68) предусмотрена единая обезличенная классификационная система обозначений изделий и конструкторских документов со следующей структурой:

XXXX	XXXXXX	XXX
индекс организации-разработчика	классификационная характеристика	порядковый регистрационный номер

Четырехзначный индекс организации-разработчика состоит из сочетания прописных букв русского алфавита или букв и арабских цифр. Индекс — это обозначение данного предприятия, его код. Индексы присваиваются головными или базовыми организациями по стандартизации.

Классификационная характеристика назначается по единому классификатору изделий и конструкторских документов и имеет следующую структуру:

XX	X	X	X	X
класс	подкласс	группа	подгруппа	вид

Все множество изделий первоначально делится на классы, которые объединяют изделия определенной отрасли техники (электронная техника, станкостроение и т. д.) или изделия определенного функционального назначения (подъемно-транспортное оборудование, холодильное оборудование и т. д.). Каждый класс делится на 10 подклассов: 0 — документация, 1 — комплексы, 2 — 6 — сборочные единицы и комплекты; 7—9 — детали. Далее каждый подкласс делится на 10 групп, каждая группа — на 10 подгрупп и каждая подгруппа — на 10 видов.

Таблица 1. 2

Шифры конструкторских документов

Наименование документа	Шифр
Сборочный чертеж	СБ
Схема электрическая структурная	Э1
Схема электрическая функциональная	Э2
Схема электрическая принципиальная	Э3
Схема электрических соединений	Э4
Перечень элементов к схеме электрической принципиальной	ПЭ3
Схема кинематическая принципиальная	К3

Порядковый регистрационный номер определяется трехзначной цифрой от 001 до 999, которая присваивается на предприятии. В пределах каждой классификационной характеристики (вида) каждое предприятие может зарегистрировать тысячу изделий (деталей, сборочных единиц).

После номера изделия каждому виду конструкторских документов (кроме основных — чертеж детали и спецификация) присваиваются определенные буквенные шифры из двух знаков (табл. 1.2).

Для учебных целей рекомендуется следующее обозначение изделий и чертежей: ХХХХ. ХХХХХХ. ХХХ. ХХ, где ХХ — шифр документа; ХХХ — индекс вида обучения, номер работы, индекс дисциплины; ХХХХХХ — номер детали, узла, изделия; ХХХХ — индекс учебного заведения.

1.11. Требования к выполнению рабочих и сборочных чертежей

При разработке рабочих чертежей необходимо предусматривать оптимальное применение стандартных, покупных и освоенных ранее в производстве изделий, рационально ограничивать номенклатуру марок и сортаментов материалов и покрытий, размеров, предельных отклонений, резьб, шлицев и других конструкторских элементов. Кроме того, следует предусматривать необходимую степень взаимозаменяемости и наивыгоднейшие способы изготовления и ремонта изделий при максимальном удобстве эксплуатации. Рабочие чертежи должны разрабатываться с учетом минимального использования дополнительных документов и ссылок на них и содержать все данные для изготовления, контроля и испытания изделий. На рабочих чертежах нельзя помещать технологические указания, за исключением указаний на способы изготовления и контроля, если они являются единственными, гарантирующими требуемое качество изделий, а также указаний на вид и способ сварки в обозначении швов сварных соединений.

На рабочих чертежах изделия указывают размеры, предельные отклонения, обозначения шероховатости поверхностей и другие данные, которым оно должно соответствовать перед сборкой (сваркой) или перед дополнительной обработкой по чертежу изделия, для которого данное изделие является заготовкой (рис. 1.7, *а*). Размеры, предельные отклонения и шероховатость поверхностей элементов деталей, получающиеся при обработке в процессе сборки или после нее, указываются на сборочном чертеже (рис. 1.7, *б*). Изделия с припуском на последующую обработку допускается изображать на рабочих чертежах с размерами, шероховатостью и другими данными, которым оно должно соответствовать после обработки. Такие размеры и шероховатости указываются в скобках, а в технических требованиях записывается: «Размеры и шероховатость поверхности в скобках — после сборки» (рис. 1.7, *в*). На рабочих чертежах изделий с покрытием указывают размеры и шерохо-

ватости поверхностей до покрытия. Допускается одновременное обозначение размеров и шероховатостей до и после покрытия. Размеры и обозначения шероховатостей до покрытия наносят на контурной линии, а после покрытия — на штрихпунктирной утолщенной линии, обозначающей покрываемые поверхности. Размеры и обозначения шероховатости покрытых поверхностей отмечают знаком*

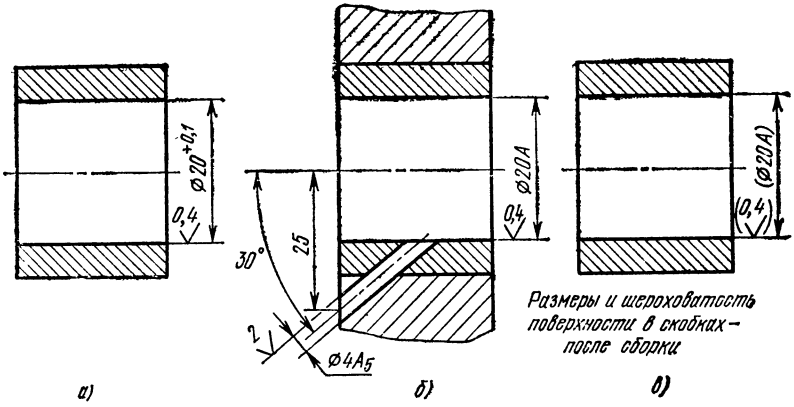


Рис. 1.7. Обозначение размеров, предельных отклонений и шероховатостей:
а — поверхностей детали; *б* — деталей, обрабатываемых в процессе сборки; *в* — деталей с припуском на последующую обработку.

(звездочка), а в технических требованиях записывают: «Размеры и шероховатость поверхности после покрытия». В основной надписи чертежа детали необходимо указывать наименование и марку только одного материала. При использовании заменителей их указывают в технических требованиях, ТУ или других документах. Чертежам на нескольких листах присваивают одно и то же обозначение и наименование. Наименование записывают в именительном падеже единственного числа. При сложном наименовании на первое место ставят существительное, например «Колесо червячное».

Сборочный чертеж должен содержать:

1) изображение изделия, дающее представление о расположении и взаимной связи его составных частей и обеспечивающее возможность сборки и контроля. Допускается размещать схемы соединений, если они не оформляются как самостоятельные документы;

2) размеры, предельные отклонения и другие параметры и требования, подлежащие выполнению или контролю по этому чертежу;

3) номера позиций составных частей;

4) основные характеристики, а также габаритные, установочные, присоединительные и справочные размеры, если эти данные не указаны в других конструкторских документах (габаритном чертеже, ТУ и т. д.).

Если обработка отверстий в изделии под винты, заклепки, штифты и другие крепежные детали производится при его сборке

совместно с другими деталями, то все необходимые данные для обработки таких отверстий помещают на сборочном чертеже (рис. 1.8). На чертежах деталей отверстия не изображают. На сборочном чертеже допускается изображать перемещающиеся части изделия в крайнем или промежуточном положении с соответствующими размерами. Допускается помещать изображение пограничных (сосед-

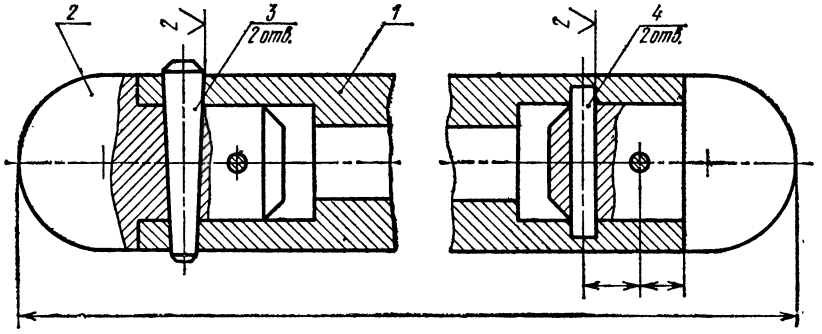


Рис. 1.8. Обозначение отверстий, выполняемых при сборке:
1—4 — детали сборки.

них) изделий («обстановки») и размеры, определяющие их взаимное расположение.

Изделия из прозрачного материала изображают как непрозрачные. Составные части и элементы, расположенные за прозрачными предметами, можно изображать как видимые, например шкалы, циферблаты, стрелки приборов и т. д.

На сборочных чертежах неразъемных соединений индивидуального производства допускается указывать данные о подготовке кромок под сварку, пайку и т. д. на изображении соединения или в виде выносного элемента (рис. 1.9).

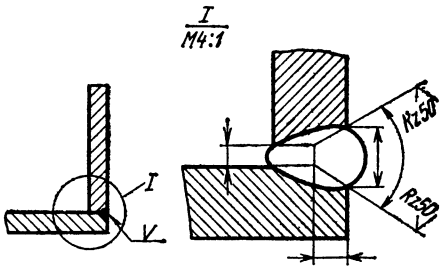


Рис. 1.9. Обозначение сварных, паяных и клееных соединений.

Если сборочные единицы изготавливают наплавкой на деталь металла или сплава, заливкой поверхностей детали металлом, пластмассой, резиной и т. д., то чертежи на такие детали можно не выполнять. На чертежах этих сборочных единиц указывают: размеры поверхностей под наплавку, заливку и т. д., размеры готовой сборочной единицы, данные о материале и другие данные, необходимые для изготовления и контроля. Металл, пластмасса, резина и другие материалы в этом случае записываются в спецификацию как материал с указанием массы в графе «Кол».

Составные элементы сборочного чертежа нумеруют в соответствии с позициями, указанными в спецификации. Номера позиций указывают на полках линий-выносок и располагают параллельно основной надписи чертежа вне контура изображения, группируя их в колонку или строчку по возможности на одной линии. Повторяющиеся номера позиций выделяют двойной полкой. Шрифт номеров позиций должен быть на один-два размера больше, чем шрифт размерных чисел. Для группы крепежных деталей в одном месте крепления фиксируется одна линия-выноска с вертикальным расположением номеров позиций (рис. 1.10, *а*). Одна выносная линия допустима и для группы деталей с отчетливо выраженной взаимосвязью, исключающей различное понимание (рис. 1.10, *б*).

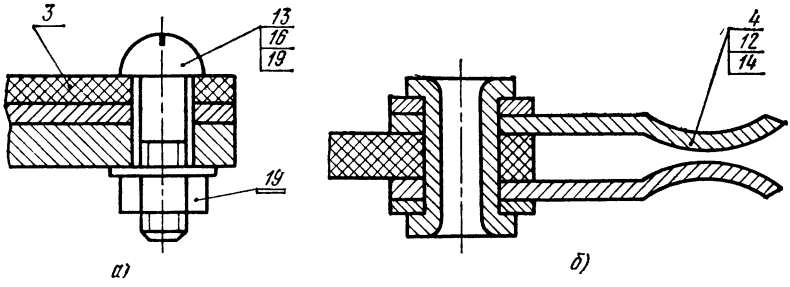


Рис. 1.10. Обозначение номеров позиций и линий выносок для группы деталей: *а* **— крепежной;** *б* **— взаимосвязанной.**

Сборочные чертежи можно выполнять упрощенно, например, допускается не показывать:

а) фаски, проточки, накатки и другие мелкие элементы;

б) зазоры между стержнем и отверстием;

в) крышки, кожухи, перегородки и т. п. Если необходимо показать закрытые составные части изделий, то над изображением делают надпись, например «крышка позиции 5 не показана»;

г) видимые части изделия, расположенные за сеткой, а также частично закрытые спереди составными частями;

д) надписи на табличках, фирменных планках, шкалах и других подобных деталях, а также маркировочные и технические данные и надписи. В этих случаях изображают только контур таблички, планки и т. д.

Допускается упрощенное изображение составных частей, если на них оформлены самостоятельные сборочные чертежи. На разрезах такие составные части показывают нерассеченными. Для изображения типовых и покупных элементов можно использовать контурное очертание.

1.12. Нанесение размеров и их предельных отклонений

Нанесение размеров и предельных отклонений производится по ГОСТ 2.307—68. Величина изделия и его элементов определяется размерными числами, а требуемая точность — предельными отклонениями размеров. Размеры обозначают размерными числами и размерными линиями со стрелками. Количество размеров должно быть минимальным, но достаточным для изготовления и контроля изделия. На чертеже не допускается повторять размеры одного и того же элемента на разных проекциях, а также в технических требованиях и спецификациях. Исключение составляют справочные раз-

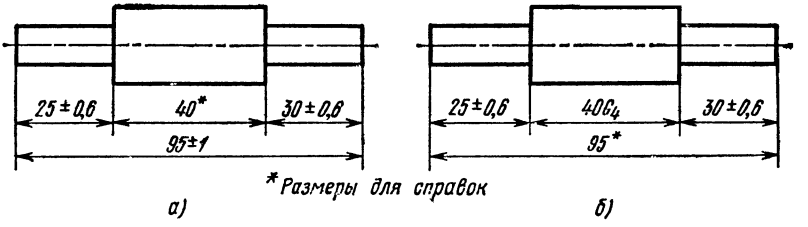


Рис. 1.11. Обозначение размеров:
а — в замкнутой размерной цепи; *б* — перенесенных с чертежей заготовок.

меры, перенесенные с чертежей изделий-заготовок, а также размеры деталей из сортового, фасонного, листового и другого проката.

Размеры, не выполняемые по данному чертежу и указываемые для удобства использования, называют справочными и отмечают знаком*. Если все размеры справочные, их знаком не отмечают. В обоих случаях в технических требованиях записывают: «Размеры для справок». К справочным размерам относятся: один из размеров замкнутой размерной линии (предельное отклонение для таких размеров не указывается) (рис. 1.11, *а*); размеры заготовок (рис. 1.11, *б*); размеры, определяющие положение элементов детали, подлежащих обработке по другой детали; размеры, характеризуемые предельным положением отдельных элементов конструкции, например ротора конденсатора переменной емкости; размеры на сборочном чертеже, перенесенные с чертежей деталей и используемые в качестве установочных и присоединительных (аналогично и габаритные размеры); размеры деталей и элементов из сортового, фасонного, листового и другого проката, если они полностью приведены в основной надписи в графе «Материал».

На сборочные чертежи наносят присоединительные, габаритные и установочные размеры. Установочными и присоединительными называют размеры элементов, по которым данное изделие устанавливают на место монтажа или присоединяют к другому изделию. Габаритными называют размеры, определяющие предельные (внешние или внутренние) очертания изделия.

На размеры деталей, изготовляемых штамповкой, вырезкой, прессованием и т. д., контроль которых затруднен или экономически нецелесообразен, наносят знак *, а в технических требованиях указывают: *«Размеры для инструмента» или *«Размеры обеспечиваются технологией».

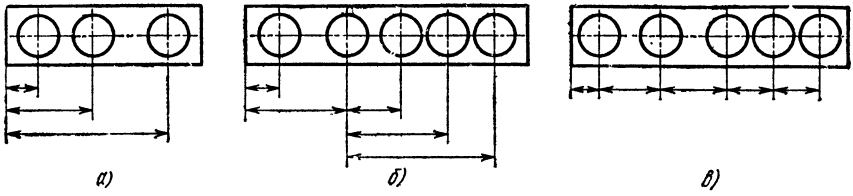


Рис. 1.12. Нанесение размеров:
а — от общей базы; *б* — от нескольких баз; *в* — цепочкой.

Для всех размеров на рабочих чертежах указывают предельные отклонения, кроме размеров зон различной шероховатости для одной и той же поверхности, зоны термообработки, покрытия, отделки, накатки, насечки и т. п. Эти размеры наносят со знаком ≈ . Предель-

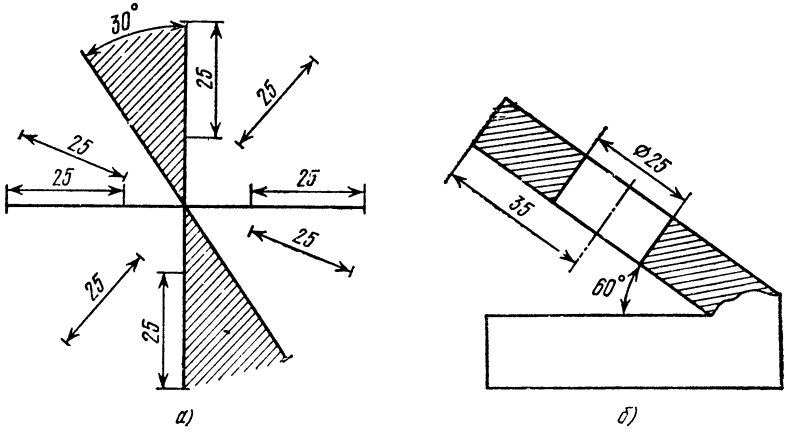


Рис. 1.13. Простановка размеров:
а — при наклонах размерных линий; *б* — в заштрихованной зоне.

ные отклонения не указывают также для изделий индивидуального производства с припуском на пригонку. Такие размеры отмечаются знаком *, а в технических требованиях записывают: *«Размеры с припуском на пригонку по детали...», *«Размеры с припуском на пригонку по чертежу» и т. п.

Линейные размеры и предельные отклонения указывают в миллиметрах без обозначения единицы измерения. Если элементы изделия (отверстия, пазы и т. п.) расположены на одной оси или окружности, то размеры, определяющие их взаимное расположение, на-

носят от общей базы, от нескольких общих баз или цепочкой (рис. 1.12). Размерные числа линейных размеров с разным наклоном размерных линий располагают, как показано на рис. 1.13, *а*. При нанесении размеров в заштрихованной зоне размерные числа выносят на полку линии-выноски (рис. 1.13, *б*). Радиус закругления обозначается буквой *R* перед размерным числом, а диаметр — знаком ∅. Квадрат обозначается знаком □, конусность — ⊳, уклон — >, уровень — стрелкой направленной вниз с зачерненной левой стороной. Размеры одинаковых элементов изделия наносят один раз с указанием на полке линии-выноски количества этих элементов. Группы с одинаковыми отверстиями рекомендуется отмечать условными знаками. Число отверстий и их размеры можно указывать в таблице на поле чертежа.

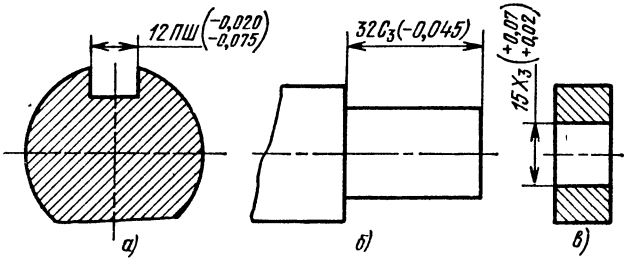


Рис. 1.14. Указание предельных отклонений с их числовыми значениями.

Предельные отклонения указывают после номинальных размеров. Исключение составляют размеры, многократно повторяющиеся на чертеже. Предельные отклонения таких размеров на чертеже не выносят, а записывают в технические требования, например «Неуказанные предельные отклонения размеров: отверстий — по A_7, валов — по B_7, остальных — по CM_8». Предельные отклонения линейных размеров показывают на чертеже условными обозначениями полей допусков и посадок в соответствии со стандартами, например $18A_3$, $12X_3$, или числовыми величинами, например $12^{0}_{-0,07}$, а также условными обозначениями предельных отклонений с указанием в скобках числовых величин, например $12X_3$ $(^{0}_{-0,07})$. Простановка предельных отклонений с помощью условных обозначений с числовыми значениями применяется:

1) для размеров, не включаемых в ряды номинальных линейных размеров по ГОСТ 6636—60, например 41,5А (+ 0,027);

2) для размеров изделий и их элементов, на которые имеются стандарты, например размеры паза для шпонки (рис. 1.14, *а*);

3) для размеров уступов с несимметричным полем допуска (рис. 1.14, *б*);

4) для размеров отверстий в системе вала (рис. 1.14, *в*).

Для симметричного поля допуска абсолютную величину отклонения указывают один раз со знаками ±, например 60 ± 0,2. Предельные отклонения угловых размеров указывают только числовыми величинами. При указании предельного размера, ограничен-

ного какими-либо условиями, после размерного числа проставляют «max» или «min». Отклонения формы и расположения поверхностей обозначают условными знаками, приведенными в табл. 1.3.

Данные о предельных отклонениях формы и расположения поверхностей указывают в прямоугольной рамке, разделенной на две или три части: в первой помещают знак отклонения; во второй — предельное отклонение в миллиметрах; в третьей — буквенное

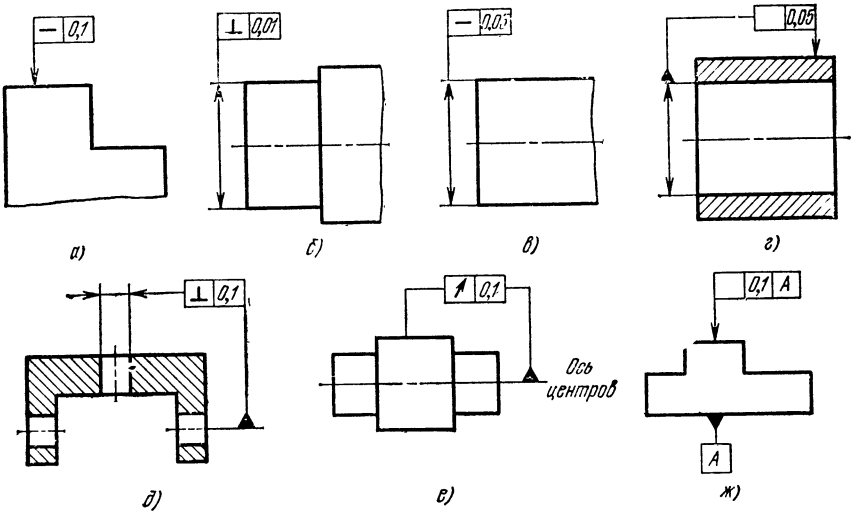


Рис. 1.15. Простановка предельных отклонений.

обозначение базы или другой поверхности, к которой относится отклонение расположения. Если баз несколько, то вписывают все их обозначения. Высота цифр, букв и знаков в рамках должна быть равна размеру размерных чисел. Рамку располагают горизонтально и соединяют прямой или ломаной линией с элементом, к которому относится предельное отклонение. Линия заканчивается стрелкой. Направление отрезка соединительной линии должно соответствовать направлению линии измерения отклонения. Если предельное отклонение относят к поверхности или ее профилю, то рамки соединяют с контурной линией поверхности или ее продолжением. При этом соединительная линия не должна быть продолжением размерной линии (рис. 1.15, *а*). Если предельное отклонение относят к оси или плоскости симметрии, то соединительная линия должна быть продолжением размерной линии (рис. 1.15, *б*).

Рамки с данными о предельных отклонениях расположения поверхностей соединяют с базой прямой или ломаной линией, заканчивающейся треугольником с высотой, равной величине размерных чисел. Если базой является поверхность или ее профиль, то основание треугольника располагают на контурной линии поверхности или на ее продолжении (рис. 1.15, *в*). При этом соединительная ли-

Таблица 1.3

Условные обозначения отклонения формы и расположения поверхностей

Наименование отклонения		
краткое	полное	знак
	Отклонения формы	
Неплоскостность	Отклонение от плоскости	
Непрямолинейность	Отклонение от прямолинейности	
Нецилиндричность	Отклонение от цилиндричности	
Некруглость	Отклонение от круглости	
—	Отклонение профиля продольного сечения (относится к цилиндрической поверхности)	
	Отклонения расположения	
Непараллельность	Отклонение от параллельности	
Неперпендикулярность	Отклонение от перпендикулярности	
Несоосность	Отклонение от соосности	
Непересечение осей	Отклонение от пересечения осей	
Несимметричность	Отклонение от симметричности	
—	Торцевое или радиальное биение	
—	Смещение осей от номинального расположения	

ния не должна быть продолжением размерной линии. Если базой является ось (или плоскость симметрии), то соединительная линия должна быть продолжением размерной линии (рис. 1.15, *г*). Если базой является общая ось (или плоскость симметрии) и из чертежа ясно, для каких поверхностей ось является общей, то треугольник располагают на оси (рис. 1.15, *д*). Если базой является ось центровых отверстий, то рядом с обозначением базовой оси записывают «Ось центров» (рис. 1.15, *е*). Когда изображение соединения рамки с базой или другой поверхностью, к которой относится отклонение, затруднено или затемняет чертеж, то поверхность обозначают прописной буквой в третьей части рамки. Ту же букву помещают в квад-

ратную рамку, которую соединяют линией с обозначаемой поверхностью. В конце линии располагают треугольник (базовая поверхность) или стрелку (небазовая поверхность) (рис. 1.15, *ж*). Величина предельного отклонения формы или расположения поверхности относится ко всей ее длине. Если предельное отклонение относится к части поверхности, то заданную длину указывают рядом с предельным отклонением и отделяют наклонной чертой. Если необходимо указать предельное отклонение на всей длине и на части поверхности, то отклонение на этой части проставляют под отклонением на всей длине.

Шероховатость поверхностей изделий на чертеже обозначается знаком $\sqrt{}$, над которым указывается параметр шероховатости поверхности по ГОСТ 2789—73. Поверхности без обработки, т. е. сохраняющиеся в состоянии поставки, обозначают знаком $\overset{\circ}{\sqrt{}}$. Обозначение шероховатости располагают на линиях контура, выносных линиях или на полях линий-выносок. При одинаковой шероховатости всех поверхностей в правом верхнем углу чертежа указывают общее обозначение шероховатости, не нанося его на изображение детали. В случае преобладающей шероховатости ее обозначение наносят также в правом верхнем углу с добавлением знака в скобках, например $\overset{2}{\sqrt{}}$ ($\sqrt{}$). Знак $\sqrt{}$ в скобках означает, что все поверхности детали, кроме обозначенных на чертеже, имеют шероховатость, указанную перед скобкой. Размеры и толщина линий знаков в правом верхнем углу чертежа, исключая взятые в скобки, должны быть в 1,5 раза больше знаков, указанных на изображениях деталей. Знаки в скобках такие же, как и на изображениях чертежа.

1.13. Обозначение покрытий и видов обработки

Правила обозначения на чертежах покрытий, термической и других видов обработки установлены ГОСТ 2.310—68. Обозначение покрытий производится по ГОСТ 9791—61 и ГОСТ 9894—61 с добавлением перед обозначением слова «Покрытие». Если по этим стандартам обозначить покрытие невозможно, то все данные для его выполнения указываются в технических требованиях чертежа или приводится ссылка на нормативные документы по этим покрытиям.

Число слоев покрытия и последовательность их нанесения указываются в технологическом порядке. Если покрываются все поверхности изделия, то делается запись «Покрытие». Покрытия для отдельных поверхностей обозначаются и записываются в технических требованиях следующим образом: «Покрытие поверхности А...» или «Покрытие наружных поверхностей...». При различных покрытиях на нескольких поверхностях вводятся разные буквенные обозначения поверхностей и записывается: «Покрытие поверхности А..., поверхности Б...» и т. д. При покрытии поверхности сложной конфигурации или ее части, которую нельзя однозначно определить, поверхность обводят утолщенной штрихпунктирной линией, обоз-

начают ее одной буквой и записывают: «Покрытие поверхности А...». Размеры для покрываемой поверхности указывают, если недостаточно размеров, имеющихся на чертеже (рис. 1.16, *а*). Материалы покрытий обозначают в соответствии с ГОСТ 9791—68 и ГОСТ 14007—68 (рис. 1.16, *б*).

Аналогично обозначают свойства материалов, подвергаемых термической и другим видам обработки. На чертеже указывают свойства материалов по результатам обработки, например твердость (HRC, HRB, HRA, HV), предел прочности σ_B и упругости σ_y и т. д.. Глубину сбработки обозначают буквой *h*. Величину *h* и твер-

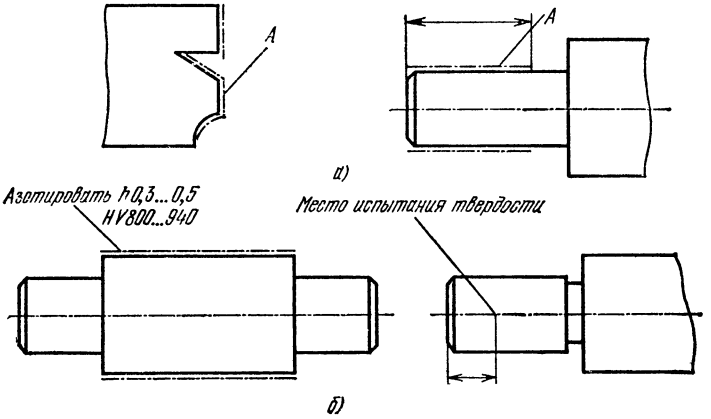


Рис 1.16. Обозначение покрытия (*а*) и термообработки (*б*).

дость материалов указывают на чертежах в пределах «от ... до», например «*h* 0, 7... 0,9/HRC 30...36». На чертеже допускается указывать неконтролируемые виды обработки, например отжиг, а также такие виды обработки, которые являются единственными, гарантирующими требуемые свойства материала и долговечность изделия. В этих случаях вид обработки указывают словами или условными сокращениями, принятыми в научно-технической литературе.

Обрабатываемые поверхности изделия отмечают штрихпунктирной утолщенной линией на той проекции, где они ясно определены. Можно отмечать эти поверхности и на других проекциях, но свойства материала для одной поверхности следует указывать один раз (рис. 1.16, *б*).

1.14. Нанесение на чертежах надписей, таблиц, технических требований

Правила нанесения на чертежах надписей, технических требований и таблиц установлены ГОСТ 2.316—68. Надписи, таблицы и текстовая информация выносятся на чертеж, когда содержащиеся в них данные, указания и разъяснения нельзя или нецелесообразно

выразить графически или с помощью условных обозначений. Текстовая часть чертежа может содержать:

1) технические требования, основные характеристики и т. д.;

2) надписи, относящиеся к отдельным элементам изделия;

3) таблицы с размерами и другими параметрами, техническими требованиями, условными обозначениями и т. д.;

4) надписи, установленные в других стандартах.

Содержание текста и надписей должно быть точным и кратким без сокращений слов, кроме общепринятых и установленных ГОСТ 2.316—68, например: класс — кл; номинальный — ном; позиция — поз и т. д.

Надписи, относящиеся к отдельным элементам изделия, располагают на линиях-выносках. При этом если выносная линия отводится от линии видимого или невидимого контура, ее заканчивают стрелкой, а если она пересекает контур изображения и не отводится от какой-либо линии, ее заканчивают точкой. Линии-выноски не должны пересекаться и быть параллельными линиям штриховки; не должны пересекаться также размерные линии и элементы изображения. Допускается выполнять линии-выноски с одним изломом и проводить от одной полки несколько линий-выносок. На полках линий-выносок делают только краткие надписи, относящиеся к изображению предмета (количество конструктивных элементов, направление проката и т. д.). Их выполняют в две строки на полке и под ней. Остальные надписи приводят в текстовой части на поле чертежа над основной надписью.

Технические требования наносят на чертеж без заголовка, группируя требования однородные и близкие по характеру. Рекомендуется следующая последовательность изложения:

а) требования к материалу заготовки, термической обработке, к свойствам материала готовой детали (электрические, магнитные и т. д.);

б) требования к качеству поверхностей, их отделке, покрытию;

в) зазоры и расположение отдельных элементов конструкции;

г) требования к монтажу, регулировке, настройке, контролю;

д) специальные требования к качеству изделия;

е) условия и методы испытаний;

ж) указания по маркировке и клеймению;

з) правила хранения и транспортировки;

и) особые условия эксплуатации.

Таблицы размещают на чертеже справа от изображения или ниже его. Содержание и расположение таблиц для некоторых изделий установлено стандартом (например, для зубчатых колес), для других они выполняются произвольно (например, для моточных изделий). Справа над таблицей пишут «Таблица» с порядковым номером. Если на чертеже таблица одна, то ее не нумеруют и слово «Таблица» не пишут.

Для обозначения на чертеже видов, разрезов, сечений и поверхностей изделия применяют прописные буквы русского алфавита.

Буквенные обозначения в алфавитном порядке (без пропусков и повторений независимо от числа листов чертежа) присваивают сначала видам, разрезам, сечениям, а затем поверхностям. Если букв не хватает, применяют буквенно-цифровую индексацию, например, «Вид А1». Буквенные обозначения подчеркиваются тонкой линией. Размер шрифта буквенных обозначений должен быть больше величины размерных чисел приблизительно в два раза.

Масштаб изображения на чертеже, отличный от приведенного в основной надписи, указывают под надписью, относящейся к изображению, например:

$$\frac{\text{А—А}}{\text{М2:1}}; \quad \frac{\text{Вид С}}{\text{М5:1}}.$$

Если на чертеже приводят технические характеристики изделий, то их помещают отдельно от технических требований со своей нумерацией.

1.15. Маркирование и клеймение изделий

Маркированием называют процесс нанесения совокупности знаков, характеризующих изделие, например обозначение, шифр, номер партии (серии), порядковый номер, дата изготовления. Клеймо — это знак качества изделия. Под клеймением понимают нанесение на изделие знаков, удостоверяющих его качество. Указания о маркировании и клеймении помещают в технических требованиях и начинают словами «Маркировать...» или «Клеймить...». Указания о клеймении помещаются тогда, когда на изделии предусматривается определенное место клеймения, размеры и способ нанесения клейма. Это место отмечают точкой, которую соединяют линией-выноской со знаками маркирования или клеймения (рис. 1.17). Знак маркирования — окружность диаметром 10...15 мм, знак клеймения — равносторонний треугольник высотой 10...15 мм. Внутри знака помещают номер пункта технических требований, в котором даются указания о маркировании и клеймении. Если указания о маркировании и клеймении помещают в технических условиях, то на чертеже изделия записывают «Маркировать по ТУ...». Если маркировка и клеймо необходимы, но нанесение их на изделие нецелесообразно или невозможно по конструктивным соображениям, то в технических требованиях указывается «Маркировать...» или «Клеймить... на бирке». Указания о маркировке и клеймении должны определять содержание маркировки или клейма, место нанесения, при необходимости способ нанесения и размер шрифта и т. д. Для сокращения надписей допускается указывать содержание и способ нанесения маркировки или клейма с помощью буквенных обозначений на наклонном участке линии-выноски. Для маркирования применяют следующие буквенные обозначения: Т — товарный знак, Ш — индекс изделия, Н — заводской номер изделия, М — марка материала, Х — технические данные, Д — дата изготовления, Ц — цена

изделия и т. д. Для клейма после механических, гидравлических, пневматических, электрических испытаний применяют букву И, для окончательной приемки — К. Способ нанесения маркировки или клейма сокращенно обозначают буквами: У — ударный, Г — гравирование, Т — травление, К — краской, Л — литьем или давлением и т. д. Если маркировку или клеймо можно нанести любым способом, то способ нанесения не указывается.

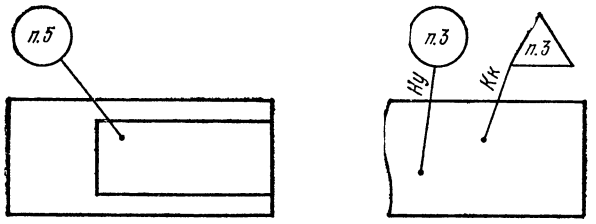


Рис. 1.17. Обозначение способа маркировки и клеймения.

При маркировке изделий электронной техники наряду с выполнением требований ЕСКД должны выполняться требования отраслевого стандарта ОСТ 11 ПО.070.000. По этому стандарту на радиодетали наносят их основные параметры: номинальное значение, допускаемые отклонения, мощность и т. д.

1.16. Учет и обращение конструкторской документации

Подлинники, дубликаты и копии конструкторских документов на предприятии учитываются и хранятся в отделе или бюро технической документации (ОТД, БТД). В период разработки подлинники конструкторских документов хранятся в ОТД предприятий-разработчиков. Каждому подлиннику независимо от количества листов присваивается один инвентарный номер, который наносится на каждый лист. Подлинники хранят в развернутом или свернутом виде (формат 24 и более). Складывать подлинники не разрешается. Подлинники аннулированных или замененных по «Извещениям об изменениях» конструкторских документов хранят отдельно от действующих документов. Пришедшие в негодность подлинники можно восстанавливать, обеспечивая их полную идентичность с оригиналом. В восстанавливаемом подлиннике не воспроизводят размеры, надписи, графические изображения, зачеркнутые по «Извещениям об изменениях».

Копии конструкторской документации, изготовленные или полученные предприятием, поступают в бюро (группу) копий, в которой хранятся архивные, контрольные и рабочие копии документов с отметками на лицевой стороне каждого листа «Архивный экземпляр», «Контрольный экземпляр». Копии, изготовленные на пред-

приятии, учитываются по инвентарным номерам, присвоенным их подлинникам или дубликатам. Копии конструкторских документов изделий комплектуют в альбомы в следующей последовательности: спецификация изделия; документы основного комплекта изделия (в порядке записи их в спецификацию); спецификации составных частей изделия; документы составных частей основного комплекта изделия (по возрастанию обозначений); чертежи деталей, записанных в спецификации основного изделия и всех его составных частей.

Дубликаты конструкторских документов изготовляют на основе подлинников и подразделяют на фотодубликаты (фотокалька, фототехническая пленка) и электродубликаты, изготовленные электрографическим способом на бумажной кальке или другом прозрачном материале. Дубликат должен быть позитивным в масштабе подлинника. Дубликатами также являются микрофильмы в негативном или позитивном изображении. Дубликаты учитываются на предприятии — держателе подлинников и хранятся отдельно от них. Внесение изменений вручную и восстановление дубликатов не допускается. Взамен пришедших в негодность дубликатов предприятие — держатель подлинников должно выслать новые дубликаты.

Любое изделие в процессе производства совершенствуется в связи с внедрением новой технологии, материалов, лучших конструктивных решений. Поэтому в имеющуюся на предприятии конструкторскую документацию вносятся соответствующие изменения. Вносить изменения и аннулировать старую конструкторскую документацию может только предприятие — держатель подлинников на основании «Извещения об изменениях». В копии документов, находящихся в производстве, допускается вносить изменения на основании «Предварительного извещения» при обнаружении ошибки, которая может вызвать брак изделия, а также при проверке предлагаемых изменений и предварительной подготовке производства. Если внесение изменения нарушает взаимозаменяемость изделий с ранее изготовленными, то вместо внесения изменения выпускаются документы с новыми обозначениями. Любое изменение документа необходимо сопровождать одновременным выпуском «Извещений» о внесении изменений на все взаимосвязанные документы.

Внесение изменений в подлинники производится зачеркиванием. Изменяемые размеры, знаки, надписи и т. п. зачеркивают сплошными тонкими линиями, чтобы можно было легко прочитать зачеркнутое, а рядом проставляют новые данные. Графики и относящиеся к ним размеры допускается изменять в подлинниках подчисткой (смывкой), если исправить отдельные места зачеркиванием нельзя, а выпускать новые подлинники нецелесообразно из-за незначительности изменений. Если необходимо изменить все графическое изображение (вид, разрез, сечение), то его подчеркивают и выполняют заново на свободном поле чертежа. При изменении части графического изображения ее обводят в замкнутый контур и крестообразно перечеркивают. Измененный участок изображения выполняют на свободном поле чертежа и над ним указывают: «Взамен зачеркну-

того». Зачеркнутый и вновь изображенный участок обозначают одинаковыми римскими цифрами. Всем изменениям, вносимым по одному «Извещению», присваивают одну очередную литеру (строчная буква русского алфавита). Около каждого изменения за пределами графического изображения (или текста) наносят в кружке диаметром 5—8 мм литеры изменения, кружок соединяют сплошной тонкой линией с изменяемым участком. Изменения в подлиннике отмечают в таблице изменений в основной надписи или в месте регистрации изменений, предусмотренном в текстовых документах.

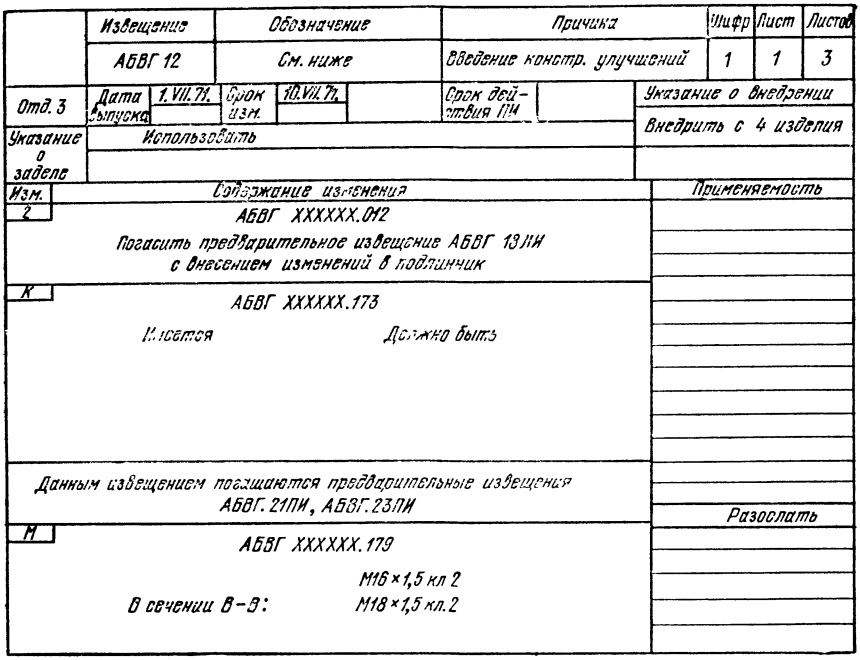


Рис. 1.18. Форма извещения об изменении

Изменения в копии вносят заменой старых копий новыми, снятыми с подлинников, исправленных по «Извещению». При нецелесообразности замены копий допускается исправлять их по правилам, установленным для подлинников. Внесение изменений в копии подчисткой не допускается. В случае изменения текстовых документов при добавлении нового листа или пункта допускается присваивать ему номер предыдущего с добавлением очередной строчной литеры русского алфавита, при аннулировании листа или пункта нумерацию последующих не изменяют. При этом на первом (заглавном) листе изменяют общее количество листов.

На каждое изменение, как правило, оформляют отдельное «Извещение» Пример извещения приведен на рис. 1.18. «Предваритель-

ное извещение» действует в производстве до погашения его «Извещением», но не более трех месяцев с момента выпуска. На один документ допускается не более четырех «Предварительных извещений».

1.17. Выбор материалов для конструкций РД и РК

Материалы РД и РК должны удовлетворять комплексу конструктивных, технологических, эксплуатационных и экономических требований. При выборе материала необходимо учитывать следующее:

1) материал является основой конструкции, определяет способность детали выполнять рабочие функции в изделии;

2) материал определяет технологические характеристики детали, так как от него зависят методы обработки;

3) от свойств материала зависит точность изготовления детали;

4) от материала зависят эксплуатационные характеристики детали, ее надежность и долговечность, масса и габариты.

Удовлетворить в полной мере всему комплексу требований не всегда представляется возможным. Задача конструктора заключается в нахождении компромиссного решения, при котором наиболее полно удовлетворяются основные требования и не остаются без внимания вспомогательные. Для выбора обоснованных решений необходимо придерживаться следующих рекомендаций:

1) высокоточные детали целесообразно изготавливать из нержавеющих сталей и сплавов цветных металлов, не требующих защитных покрытий;

2) токонесущие детали следует изготавливать из материалов с малым удельным сопротивлением;

3) для фрикционных пар, тормозов и зажимов целесообразно выбирать материалы с большим коэффициентом трения, для подвижных деталей — с малым коэффициентом трения;

4) для стабильных деталей целесообразно применять материалы с малым коэффициентом линейного расширения (керамика, инвар и др.);

5) необходимо учитывать стоимость материала детали и ее обработки. Так, например, для мелких деталей с малыми отверстиями и мелкими резьбами применяют дорогую и дефицитную латунь (1 руб./кг), даже если из конструктивных соображений применима сталь (0,1 руб/кг). При этом удешевляется обработка, что компенсирует увеличение стоимости материала.

1.18. Конструирование металлических деталей

Металлические детали изготавливают литьем, давлением (штамповкой) и резанием. При конструировании деталей необходимо стремиться к выбору простейших геометрических форм, рациональ-

ному выбору материалов, унификации материалов и элементов деталей, обоснованному назначению чистоты поверхности и допусков на размеры.

В зависимости от конфигурации и требуемой точности деталей применяют литье в землю, литье в кокиль, литье в оболочковые формы, литье по выплавляемым моделям, литье под давлением. При литье в землю литьевая форма образуется в земле с помощью специальных моделей, при литье в кокиль — форма металлическая. При литье под давлением используются металлические формы из жаропрочных и жаростойких сталей, в которые расплав заливается под большим давлением (3000...5000 атм). При литье в землю обеспечивается 3-й класс точности для отливок, а при литье в кокиль и оболочковые формы 1—2-й класс точности, что примерно соответствует 5—7-му классу точности по ОСТу.

Литье по выплавляемым моделям и литье под давлением относятся к прецизионным методам литья, которые позволяют получить точность до 3-го класса по ОСТу с чистотой поверхности отливок до 7-го класса.

Литейные материалы должны иметь высокую жидкотекучесть и малую усадку. Наилучшие литейные свойства имеют алюминиевые (Ал. 2) и магниевые (МЛ5, МЛ6) литейные сплавы. Хорошие литейные свойства у цинковых сплавов, хуже у медных. Для литья применяются также сплавы на основе железа: чугун, литейные углеродистые стали (45Л), литейные легированные стали (40ХЛ) и литейные специальные стали (1Х18Н9ТЛ).

При конструировании литых деталей необходимо учитывать ряд технологических особенностей литья:

1) конструкция должна быть простой и равностенной, так как при сложной конструкции и перепадах сечений усадка металла происходит неравномерно, что вызывает коробление отливок;

2) детали должны иметь конфигурацию, обеспечивающую разъемность формы и возможность извлечения отливок. Для этого детали не должны иметь поднутрений (исключение составляют детали, изготовляемые литьем в землю и по выплавляемым моделям), в них должны предусматриваться специальные литейные уклоны (самые большие уклоны для литья в землю 3...5°, самые малые для литья под давлением 15...30′);

3) чтобы не происходило концентрации механических напряжений, а также образования усадочных раковин при остывании, все переходы должны быть плавными с радиусом закругления для литья в землю не менее 1...3 мм, для литья под давлением не менее десятых долей миллиметра, для остальных методов радиусы закругления должны иметь промежуточные значения;

4) ребра жесткости и внутренние стенки рекомендуется выполнять более тонкими, в пределах 0,6...0,8 толщины основных стенок;

5) обрабатываемые поверхности отливок должны приподниматься или иметь канавку в месте перехода. Близко расположенные бобышки целесообразно объединять в один прилив (рис. 1.19);

6) необходимо придерживаться принципа тонкостенности, так как увеличение толщины стенок не приводит к пропорциональному повышению прочности, а вызывает неоправданное увеличение веса и материалоемкости (для литья в землю рекомендуется толщина стенок 5...10 мм, для прецизионных методов — от 0,5 до 2 мм).

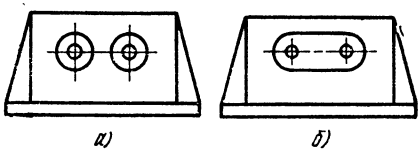


Рис. 1.19. Литая деталь:
а — неправильно; *б* — правильно.

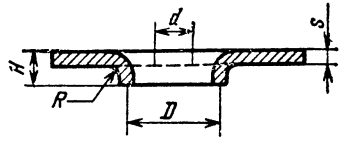


Рис. 1.20. Деталь с отбортовкой.

Изготовление деталей давлением относится к числу наиболее прогрессивных методов. В радиоаппаратостроении наиболее часто применяется холодная штамповка. Существуют следующие способы такой штамповки:

1) вырезка контура деталей из листового материала (изготовление пластин трансформаторов и т. п.);

2) пробивка отверстий (изготовление печатных плат и т. д.);

3) гибка деталей (изготовление угольников, скоб и т. п.);

4) вытяжка из листового материала кожухов, экранов и т. п.;

5) формовка, профилирование, обжим, отбортовка (ребра жесткости и т. п.);

6) развальцовка (расчеканка) для неразъемных соединений;

7) чеканка и холодная высадка (образование рельефа, получение крепежных деталей и т. п.);

8) прессование из пластичных материалов тонкостенных стаканов (алюминиевых оболочек электролитических конденсаторов и т. п.).

Точность деталей, изготавливаемых штамповкой, находится в пределах 3—7-го классов, шероховатость поверхности — до 7-го класса.

Минимальные размеры пробиваемых отверстий определяются толщиной листа s, свойствами материала и формой отверстий. Так, для сталей диаметр круглого отверстия d и сторона квадратного отверстия a определяются из соотношений $d \geqslant (1...1{,}3)\,s$, $a \geqslant (0{,}9...$ $...1{,}2)\,s$; для латуни и меди $d \geqslant 0{,}9\,s$, $a \geqslant 0{,}8\,s$; для алюминия $d \geqslant$ $\geqslant 0{,}8\,s$, $a \geqslant 0{,}7\,s$.

При гибке должны выдерживаться минимально допустимые радиусы изгиба: $R_{\text{min}} = k_1 k_2 s$, где $k_1 = 0{,}3...0{,}5$ — коэффициент, зависящий от свойств материала и направления гибки относительно

волокон проката; $k_2 = 1...1{,}5$ — коэффициент, зависящий от угла гибки. Чем ниже пластичность материала и чем меньше угол изгиба, тем значения коэффициентов k_1, k_2, а следовательно, и R_{min} больше.

Для повышения жесткости штампованных деталей применяют отбортовку (рис. 1.20). Рекомендуются следующие параметры отбор-

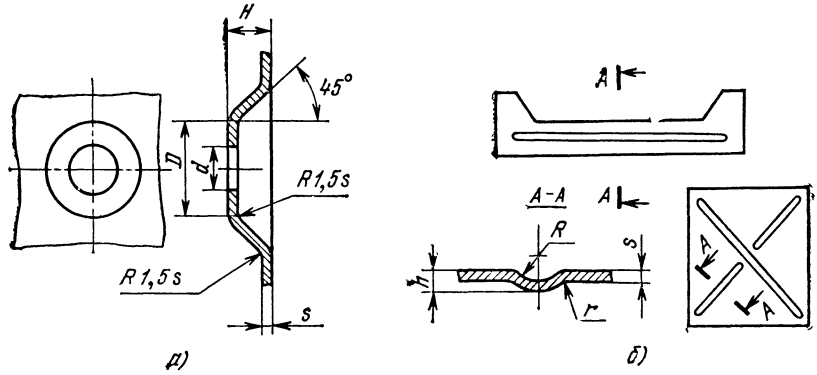


Рис. 1.21. Детали повышенной жесткости:
а — с высадкой; *б* — с ребрами жесткости.

тованного отверстия диаметром D: высота отбортовки $H = 1{,}5\ s$, радиус отбортовки $R \geqslant (1...1{,}5)\ s$, диаметр предварительного отверстия $d = D + s + 0{,}85\ R - 2\ H$.

Для придания жесткости плоским поверхностям деталей предусматривают ребра жесткости (рис. 1.21, *б*). Параметры ребер жесткости приведены в табл.1.4.

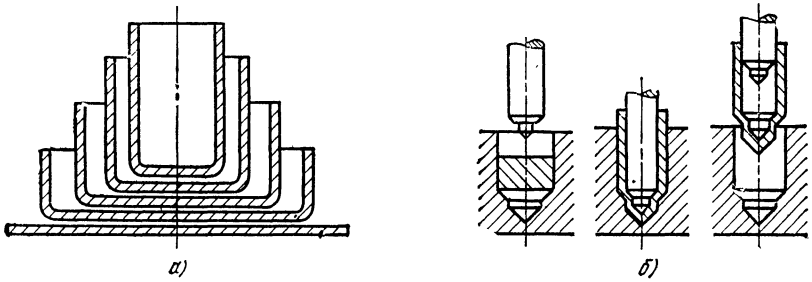


Рис. 1.22. Процесс изготовления деталей:
а — вытяжкой; *б* — выдавливанием.

Полые детали обычно изготовляют вытяжкой или прессованием (рис. 1.22). Для обеспечения нормальных условий вытяжки необходимо, чтобы радиусы сопряжения деталей, имеющих форму поверхностей вращения, удовлетворяли соотношениям $R \geqslant (2...2{,}5)\ s$, $r \geqslant 0{,}8\ R$, а радиусы закругления прямоугольных деталей $R \geqslant s$, $r \geqslant (0{,}14...0{,}17)\ b$, где b — наименьшая ширина детали. В настоящее

время освоено прессование из высокопластичных материалов (алюминий, медь и т. д.) деталей с поперечными размерами до 100 мм.

Таблица 1.4

Параметры ребер жесткости

s	R	r	h
1 ... 1,5	3,5	1,5	2,5
1,5 ... 2	4	2	3
2 ... 2,5	6	2,5	5

Обработку деталей резанием выполняют на токарных, фрезерных, строгальных, сверлильных, шлифовальных и других станках. Такая обработка позволяет получить детали с высокой точностью (вплоть до 1-го класса) при применении шлифования и доводочных операций. Форма деталей по возможности должна быть простой, с минимальным числом переходов при изготовлении. Для упрощения сборки на валах и в отверстиях диаметром D должны выполняться фаски размером $C \times 45$. Ширина фаски C определяется из соотно-

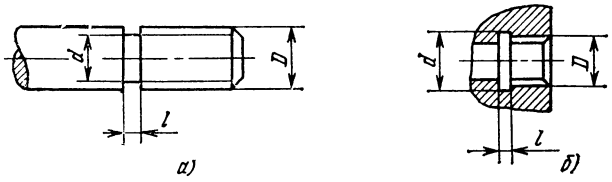


Рис. 1.23. Детали с резьбой:
а — наружной, *б* — внутренней

шения $C = (0{,}05...\,0{,}1)\,D$. Чтобы избежать концентрации механических напряжений, переход от одного диаметра вала к другому выполняют с плавным закруглением радиусом $r = (0{,}02...0{,}1)\,d$ (d — меньший диаметр).

При нарезании наружной резьбы с шагом s должен предусматриваться ее сбег, необходимый для выхода режущего инструмента. Величина сбега x определяется из выражения $x = (1{,}5...3)\,s$. Часто для обеспечения выхода режущего инструмента или когда требуется завинтить гайку на всю длину резьбы, в деталях выполняют канавки. Их ширина l и диаметр d определяются из соотношений: $l = (2...$ $...2{,}5)\,s$, $d = D - 1{,}5\,s$ (рис. 1.23, *а*). При нарезке внутренней резьбы величина сбега определяется соотношением $x = (2...5)\,s$. Размеры канавок, необходимых для полного завинчивания, вычисляются по формулам: $l = (2...2{,}5)\,s$, $d = D + (0{,}2...1{,}0)\,s$ (рис. 1.23, *б*).

1.19. Конструирование деталей из неметаллических материалов

При конструировании РД и РК широкое применение находят термореактивные и термопластичные пластмассы, керамика, магнитодиэлектрики, полупроводниковые и фольгированные материалы. В деталях из пластмассы можно получать отверстия любой формы, внутреннюю и наружную резьбу, прямую накатку и т. п.

Термореактивные пластмассы необратимы и применяются в виде композиций, состоящих в основном из наполнителя, повышающего механическую прочность, и связки — термореактивной смолы (фенолформальдегидной, эпоксидной, полиэфирной и т. п.). Диэлектрические свойства таких композиций низкие, что не позволяет использовать их на высоких частотах.

Термопластичные пластмассы обратимы и подразделяются на неполярные (полистирол, полиэтилен, полипропилен, политетрафторэтилен) и полярные (полиамиды, полихлорвинил, поливинилхлориды). Эти пластмассы, особенно неполярные, являются хорошими диэлектриками и применяются на высоких частотах. Введение наполнителя для улучшения механических характеристик ухудшает их диэлектрические свойства, поэтому при производстве РД и РК их используют в чистом виде.

Детали из термореактивных пластмасс изготавливаются в прессформах путем прессования при высоком давлении (15...60 МН/м^2) и повышенной температуре (150...250° С). Для качественного прессования

— детали должны иметь технологическую конусность, равную 1 : 100;

— не рекомендуются резкие переходы сечений и местные утолщения, так как при неравномерной усадке в процессе затвердевания могут происходить коробление и образование трещин;

— для увеличения жесткости рекомендуется применять ребра жесткости и запрессовку металлической арматуры (армирование). Чтобы армированные детали не проворачивались, выбирают различную конфигурацию их сечений — прямоугольную, секторную с вырезами и т. п.

Детали после прессования имеют хорошую чистоту поверхности и, как правило, не требуют дополнительной обработки резанием.

Детали из термопластичных пластмасс изготавливают литьем под давлением в металлические формы. При этом требования к конфигурации деталей, равностенности, тонкостенности остаются такими же, как и для деталей из литейных металлических сплавов. Минимальная толщина стенок для небольших деталей может быть получена до 0,2 мм. Из-за колебаний усадки точность деталей невысока (в большинстве случаев 7—8-ой класс); возможно армирование литья (выводы, лепестки и т. п.). Протяженные детали постоянного поперечного сечения (стержни, профили, трубки и т. п.) получают высокопроизводительным методом экструзии.

В радиоаппаратостроении широко применяются керамические детали. Формовку таких деталей из подготовленной массы, состоящей из различных материалов и связующего вещества, осуществляют горячим литьем под давлением, экструзией и сухим или мокрым прессованием. Принцип экструзии поясняет рис. 1.24. После формовки изделия сушат, затем обжигают для удаления связующего вещества и окончательно спекают при температуре 1300...1600° С. Для улучшения внешнего вида и повышения чистоты поверхности

изделия могут покрываться глазурью. Керамические детали не должны иметь утолщений и острых углов, их стенки должны быть равномерными по толщине. Для облегчения разъема пресс-формы и выемки детали конусность наружных стенок должна составлять 50′, внутренних — 70′. Вследствие большой усадки керамики при спекании армирование не производится. Для установки металлических деталей выполняются специальные отверстия, вырезы и т. п. в которых закрепляются детали при сборке.

Детали из ферритов изготовляются путем холодного прессования в металлических формах или экструзией с последующим спеканием. Из-за большой усадки материала точность этих деталей, как и керамических, невелика. Для повышения точности деталей из керамики и ферритов и сложности конфигурации применяют дополнительную обработку. Различают обработку до спекания (отжига) и после спекания. Обработка до спекания производится на обычных металлорежущих станках. Обработка после спекания позволяет получить более высокую точность, однако оказывает сильное абразивное воздействие на режущий инструмент. Поэтому используется алмазное растачивание, шлифование и доводочные операции, обработка ультразвуком.

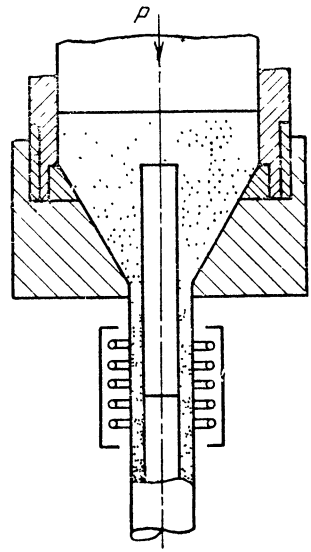


Рис. 1.24. Процесс изготовления керамических деталей экструзией.

Методы формообразования деталей из магнитодиэлектриков определяются видом связки и аналогичны методам получения деталей из пластмасс.

При изготовлении деталей из полупроводниковых материалов применяют выращивание кристаллов, разрезку кристаллов на пластины и шлифовку, эпитаксиальное осаждение, диффузию легирующих компонентов. При выращивании кристаллов в специальных кварцевых тиглях, помещенных в среду инертного газа, получают расплав полупроводникового материала. В расплав помещают затравку — небольшой и точно ориентированный кристаллик полупроводника. Поддерживая температуру расплава на нужном уровне, при вытягивании затравки получают увеличивающийся в размерах правильно ориентированный монокристалл. Таким методом изготовляют кристаллы диаметром 30 мм длиной 20...25 см. Далее кристалл с помощью специальной алмазной пилы режут на пластины, которые затем шлифуют на абразивных алмазных кругах до требуемой толщины.

При изготовлении интегральных схем широко применяют эпитаксиальное выращивание тонких полупроводниковых пленок. В от-

личие от получения монокристаллов полупроводниковая пленка образуется путем осаждения полупроводникового материала на подложку.

Диффузией акцепторов и доноров в полупроводниковый материал получают полупроводники с различным типом проводимости. При эпитаксиальном выращивании акцепторные и донорные примеси вводят непосредственно в газовую среду, а затем осаждают на подложке.

При изготовлении деталей из фольгированных материалов (фольгированный гетинакс или стеклотекстолит) применяют вырезку, сверление, обработку резанием. Конструктивные особенности этих деталей, как и особенности конструкций из полупроводниковых материалов, рассмотрены в гл. 8.

1.20. Конструирование радиодеталей и радиокомпонентов для тропического климата

При конструировании РД и РК, предназначенных для работы в условиях тропического климата, основной задачей является предупреждение коррозии металлов, порчи изоляционных материалов, роста плесени и т. п. путем защиты от воздействия высокой влажности и температуры. Для защиты РД и РК от влияния тропического климата применяют кондиционирование воздуха, постоянный подогрев аппаратуры, герметизацию, покрытия тонкими пленками, использование тропикоустойчивых материалов.

Кондиционирование воздуха является эффективным, но дорогим способом защиты. При этом РД и РК работают фактически не в тропических, а в нормальных условиях. Такой способ применим при конструировании стационарной аппаратуры.

Постоянный нагрев аппаратуры может осуществляться с помощью непрерывно работающих греющихся элементов, например нитей накала ламп, мощных резисторов, или с помощью специальных подогревателей. При этом влага, содержащаяся в воздухе, находится в состоянии более далеком от конденсации и ее влияние на РД и РК менее существенно.

Герметизация изделий является чисто конструктивным способом защиты. Она обеспечивает надежную защиту от влаги, но ухудшает теплоотвод, увеличивает массу и габариты изделий, их стоимость. Изделия становятся практически неремонтопригодными.

Защита от влаги может осуществляться путем покрытия деталей тонкими пленками. Металлические детали защищают металлическими пленками, оксидными, лакокрасочными покрытиями, пленками из диэлектриков, а узлы РЭА — лаковыми пленками. Этот способ является наиболее гибким, экономически выгодным, поэтому находит наиболее широкое применение.

При работе РЭА в условиях влажного тропического климата на некоторых деталях и узлах могут развиваться грибки. В наибольшей степени воздействию грибков подвержены детали, изготов-

ленные из органических материалов. Поэтому для аппаратуры, работающей в тропических условиях, не следует применять материалы, являющиеся питательной средой для грибков. К этой категории относятся бумага, картон, фибра, ткани, слоистые пластики на основе бумаги и ткани, пластмассы с древесным и целлюлозным наполнителем, аминопласты и др. Такие материалы можно применять после обработки их специальными антисептическими средствами.

1.21. Покрытия, применяемые при производстве РД и РК

При производстве РД и РК применяются защитные, защитно-декоративные и специальные покрытия. Защитные покрытия предназначены для защиты основного материла от коррозии. Защитно-декоративные покрытия обеспечивают защиту от вредного влияния внешней среды, красивую внешнюю отделку. Специальные покрытия придают поверхности деталей особые свойства (например, улучшают электропроводность, повышают твердость и т. п.).

В зависимости от способа получения различают металлические и неметаллические покрытия. К металлическим относятся покрытия, получаемые гальваническим, химическим способом или горячим погружением в расплавленный металл. К неметаллическим покрытиям относятся покрытия лаками, эмалями, грунтом, пластмассовыми и оксидными пленками.

В зависимости от соотношения электрохимических потенциалов детали и металлического покрытия последние бывают анодными и катодными (табл. 1.5). Покрытия являются анодными, если электрохимический потенциал материала покрытия более отрицателен, чем потенциал материала детали. В противном случае покрытие катодное.

Анодные покрытия защищают деталь не только механически, но и электрохимически. Это объясняется тем, что во влажной среде они разрушаются и продукты разрушения, заполняя имеющиеся поры, замедляют коррозию основного материала. Чистота поверхности и степень пористости для этих покрытий не играют решающей роли.

Катодные покрытия защищают деталь только механически, поскольку во влажной среде при нарушении поверхности покрытия корродирует защищаемый материал. Поэтому при катодных покрытиях предъявляются жесткие требования к чистоте поверхности и пористости материала покрытия.

Тип покрытия (анодное или катодное) определяется не только материалом детали и покрытия, но и свойствами среды, в которой находится деталь. Так, цинковое покрытие стальных деталей в условиях городской среды, в атмосфере которой имеется сероводород, является анодным. В условиях морской среды, в атмосфере которой имеется хлористый водород, — катодным.

Таблица 1.5

Электрохимический ряд напряжений

Металл	Электрохимический потенциал, В	Металл	Электрохимический потенциал, В
Магний	—1,55	Свинец	—0,13
Алюминий	—1,30	Водород	0,00
Марганец	—1,10	Сурьма	0,10
Цинк	—0,76	Висмут	0,20
Хром	—0,56	Мышьяк	0,30
Железо	—0,44	Медь	0,34
Кадмий	—0,40	Родий	0,68
Кобальт	—0,26	Серебро	0,81
Никель	—0,25	Ртуть	0,86
Олово	—0,14	Золото	1,50

Для защиты стальных деталей широко применяется цинкование и кадмирование (в условиях морского климата). Цинковое покрытие имеет серебристо-белый цвет, обладает средней твердостью, выдерживает изгибы и развальцовку. Однако оно плохо выдерживает запрессовку, плохо поддается пайке и сварке, не применяется для термообрабатываемых деталей. Кадмиевое покрытие имеет серебристо-стальной цвет, обладает высокой эластичностью, хорошо паяется, допускает сварку, однако является более дорогим по сравнению с цинковым Кроме покрытия стальных деталей, кадмий применяется для покрытия деталей из меди и ее сплавов, требующих плотной сборки, хорошей притираемости с одновременной защитой от коррозии. Защитные свойства цинка и кадмия значительно улучшаются, если их обработать в растворе хромпика (солей хрома). Это позволяет на поверхности металла получить тонкую радужную окисную пленку, устойчивую к воздействиям атмосферной среды. Такую обработку называют хроматированием.

Никелевое покрытие применяют для защитной, защитно-декоративной и специальной отделки стальных, медных и алюминиевых деталей. Оно имеет серебристо-белый цвет с желтоватым оттенком. Покрытие легко полируется, поддается расклепке и развальцовке.

Помимо перечисленных находят применение покрытия оловянно-свинцовыми сплавами, которые хорошо паяются; для увеличения проводимости поверхности применяют серебрение; для защиты деталей в условиях агрессивных сред и повышения надежности контактных соединений используют покрытие золотом; для защитно-декоративной отделки деталей и повышения их износостойкости применяют хромовое покрытие.

Если требуются повышенная устойчивость к воздействию агрессивной среды и высокая износостойкость, применяют многослойные металлические покрытия. При этом вначале наносят слой меди, обладающей хорошей адгезией. Далее для придания покрытию твер-

дости наносят слой никеля и, наконец, для повышения стойкости к истиранию — слой хрома.

Повышенная твердость поверхности и хороший внешний вид деталей из алюминия или его сплавов, а также деталей из магниевых сплавов получаются после анодного оксидирования (анодирования): Оксидная пленка прочно сцепляется с основным металлом детали и может служить хорошим грунтом для лакокрасочных покрытий.

Лакокрасочные покрытия химически более инертны, чем металлические, поэтому они более устойчивы к коррозии во влажной среде. Однако их механическая прочность хуже прочности металлических покрытий, поэтому под влиянием вибраций и ударов антикоррозийные свойства резко снижаются.

Для работы в тяжелых климатических условиях применяют многослойные лакокрасочные покрытия. Вначале для обеспечения хорошей адгезии с последующими слоями краски или эмали наносят слой грунта, который должен обладать малой водопроницаемостью и хорошими антикоррозийными свойствами. Затем для придания детали ровной поверхности наносят слой шпаклевки. Чтобы обеспечить устойчивость покрытия к влияниям среды и хороший внешний вид, наносят слой краски или эмали, а для получения блестящей поверхности применяют лакировку.

Обычно для внутренних поверхностей изделия применяют гальванохимические покрытия, для наружных — лакокрасочные. Не рекомендуется лакокрасочные покрытия наносить на гальванохимические, поскольку последние при этом разрушаются, например цинковое покрытие разрушается многими летучими веществами из применяемых лаков.

Глава 2

РАСЧЕТ И КОНСТРУИРОВАНИЕ РЕЗИСТОРОВ

2.1. Назначение, классификация и основные параметры резисторов

Резисторы являются одной из самых распространенных деталей РЭА. Количество их может достигать 40% от всех используемых деталей. Резисторы применяются в РЭА как элементы делителей напряжения, нагрузочных сопротивлений и т. д. По типу проводящего элемента резисторы делятся на проволочные и непроволочные. Как те, так и другие могут быть постоянными и переменными. Постоянные резисторы в зависимости от назначения делятся на резисторы:

1) общего применения (допускаемое отклонение сопротивления от номинального значения $\pm$ 5, $\pm$ 10, $\pm$ 20%);

2) прецизионные ($\pm$ 0,01; $\pm$ 0,02; $\pm$ 0,05; $\pm$ 0,01; $\pm$ 0,2; $\pm$ 0,5%);

3) высокочастотные и импульсные;

4) высоковольтные (свыше 2 кВ);

5) высокомегомные (свыше 10 МОм).

Переменные резисторы бывают подстроечные и регулировочные. Подстроечные резисторы предназначены для периодической подстройки аппаратуры. Регулировочные резисторы применяются для оперативных многократных перестроек аппаратуры. По характеру зависимости сопротивления от угла поворота подвижной оси переменные резисторы делятся на линейные и нелинейные (функциональные).

К основным параметрам резисторов относятся: величина сопротивления (номинал) $R_н$; относительное отклонение от номинала (допуск) δ; номинальная мощность рассеивания $P_н$; наибольшее допустимое напряжение $U_{доп}$; температурный коэффициент сопротивления; уровень собственных шумов $E_ш$; постоянная времени τ_r; интенсивность отказов λ_i; гарантийный срок службы и т. д.

В СССР согласно ГОСТ 2825—67 для резисторов установлено шесть рядов номинальных величин сопротивлений: Е6, Е12, Е24, Е48, Е96, Е192. Цифра после буквы Е указывает количество номинальных величин в ряду. Каждый ряд задается определенными коэффициентами.

Таблица 2.1

Ряды номинальных величин сопротивлений резисторов общего применения

Индекс ряда	Числовые коэффициенты						Допустимое отклонение, %
E6	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	±20
E12	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	±10
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	
E24	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	±5
	1,1	1,6	2,4	3,6	5,1	7,5	
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	
	1,3	2,0	3,0	4,3	6,2	9,1	

Величина сопротивления резистора в ряду должна соответствовать одному из этих коэффициентов, умноженному на 10^n, где n — целое положительное или отрицательное число. Для постоянных резисторов наиболее распространенными являются ряды E6, E12 и E24 (табл. 2.1), для прецизионных — E48, E96, E192. Например, могут выпускаться резисторы сопротивлением 0,15, 1,5 Ом, 1,5 кОм и т. д. Однако не выпускаются резисторы 0,14, 1,4 Ом и т. д.

Допустимое относительное отклонение от номинала (допуск) определяется выражением

$$\delta = (R - R_н)/R_н \cdot 100\%,$$

где R — фактическое сопротивление резистора.

Допуски на сопротивление нормализованы и указываются в соответствии с рядом ± 0,01; ± 0,02; ± 0,05; ± 0,1; ± 0,2; ± 0,5; ± 1,0; ± 2,0; ± 5,0; ± 10; ± 20; ± 30.

Температурный коэффициент сопротивления (ТКС) зависит в основном от температурного коэффициента материала резистивного элемента. ТКС проволочных резисторов практически не зависит от температуры и лежит в пределах $(-5... +10) \cdot 10^{-4}$ для резисторов общего применения и $\pm (0{,}15...1{,}5) \cdot 10^{-4}$ для точных и прецизионных. ТКС непроволочных резисторов зависит от температуры и выше, чем у проволочных.

Под номинальной мощностью $P_н$ понимается максимальная мощность, при которой резистор может нормально работать без изменения параметров при определенной температуре в течение всего гарантийного срока эксплуатации. Если температура окружающей среды превышает предельное для данного резистора значение, то допустимая мощность рассеяния по сравнению с номинальной снижается. Согласно ГОСТ 9663—61 величина номинальной мощности рассеяния $P_н$ в ваттах выбирается из ряда: 0,01; 0,025; 0,05; 0,125; 0,25; 0,5; 1, 2, 5; 8; 10; 16; 25; 50; 75; 100; 160; 250; 500. Удельная нагрузка резистора определяется по формуле

$$P = P_н/S_{охл},$$

где $S_{охл}$ — площадь охлаждающей поверхности резистора.

Рабочее напряжение низкоомных резисторов определяется нагревом и не должно превышать величины, определяемой выражением

$$U_{\text{раб}} \leqslant \sqrt{P_{\text{н}} R_{\text{н}}}.$$

У высокоомных резисторов рабочее напряжение определяется электрической прочностью, которая устанавливается в зависимости от конструкции резисторов.

Собственные шумы резисторов обусловлены флюктуациями объемной концентрации электронов в проводящем элементе под действием температуры (тепловой шум) и беспорядочным изменением контактных сопротивлений между частицами проводящего элемента (токовый шум). Уровень собственных шумов оценивается отношением

$$E_{\text{ш}} = E/U \text{ [мкВ/В]},$$

где E — э. д. с. шумов; U — напряжение, при котором производилось измерение шумов.

Комплексное сопротивление резистора в диапазоне частот зависит от величины паразитной емкости C_R и индуктивности L_R. В соответствии с этим величины $\tau_L = L_R/R_{\text{н}}$ и $\tau_{\text{с}} = C_R R_{\text{н}}$ называются постоянными времени резисторов. При $f\tau_{\text{с}} \leqslant 0{,}1$ активная составляющая не зависит от частоты и практически равна сопротивлению на постоянном токе.

Интенсивность отказов резисторов определяется выражением (1.5). Величины интенсивностей отказов приведены в приложении 1.

Величина номинала, допустимая мощность рассеяния, допуск в процентах и клеймо завода-изготовителя наносятся на корпусе резистора. При этом омы обозначаются знаком Ω или Ом; килоомы — к, кΩ, кОм; мегомы — М, МОм; гигаомы — Г, ГОм, тераомы — Т, ТОм.

Таблица 22

Условные обозначения допустимых отклонений

Допустимое отклонение от номинала, %	±0,1	±0,2	±0,5	±1	±2	±5	±10	±20	±30
Условное обозначение	Ж	У	Д	Р	Л	И	С	В	Ф

Для обозначения номиналов и допусков миниатюрных резисторов применяется система кодирования, в которой порядок сопротивлений обозначается буквами: Е — омы, К — килоомы, М — мегомы; Г — гигаомы, Т — тераомы. Допуски маркируются буквами в соответствии с табл. 2.2. При дробных значениях сопротивления обозначение величин резисторов ставится на месте запятой. Обозначение допусков устанавливается в соответствии с табл. 2.2.

Например, резистор сопротивлением 6,8 кОм при допуске ± 5% маркируется 6К8И.

В зависимости от группы, конструкции и технологических особенностей согласно ГОСТ 13453—68 введена буквенно-цифровая система сокращенных обозначений резисторов. Буквы обозначают тип резистора: С — резисторы постоянные, СП — переменные. Первая цифра обозначает разновидность проводящего элемента: 1 — непроволочные тонкослойные углеродистые и бороуглеродистые; 2 — непроволочные тонкослойные металлодиэлектрические и металлоокисные; 3 — непроволочные композиционные пленочные; 4 — непроволочные композиционные объемные; 5 — проволочные; 6 — непроволочные тонкослойные металлизированные.

Следующие цифры обозначают конструктивную разновидность резисторов.

2.2. Конструкция и типы постоянных проволочных резисторов с однослойной намоткой

Проволочные резисторы отличаются высокой стабильностью, низким уровнем собственных шумов, высокой точностью и надежностью в работе. Однако они имеют относительно большую паразитную индуктивность, что не позволяет использовать их на высоких частотах. Кроме того, их стоимость и габариты выше, чем у непроволочных резисторов.

Проволочные постоянные резисторы (рис. 2.1) состоят из основания *3*, обмотки *2*, выводов *4* и покрыты защитным слоем *1*. Основанием служит трубка из талькошамотной керамики, ультрафарфора или пресспорошка АГ-4. Обмотка резистора выполняется манганиновой, нихромовой или константановой проволокой большого сопротивления. Манганин применяется для точных резисторов с допустимой рабочей температурой не выше 100° С. Константан допускает более высокие рабочие температуры. Однако в паре с медью он обладает относительно большой термо-э. д. с. (39 мкВ/°С), что в ряде случаев исключает возможность его применения. Нихром широко используется для изготовления резисторов с невысокой стабильностью параметров, но большой рабочей температурой (1000° С).

Выводы проволочных резисторов выполняются гибкими в виде жгута из медных луженых проволочек (ПЭ) или жесткими в виде пластинок из латуни (ПЭВ) или нержавеющей стали (ПЭВТ). В качестве защитного покрытия применяется силикатная эмаль, которая изолирует и фиксирует витки обмотки, а также защищает проволоку от окисления и механических воздействий.

Проволочные постоянные резисторы с однослойной намоткой выпускаются следующих разновидностей: ПЭ (проволочные эмалированные), ПЭВ (проволочные эмалированные влагостойкие), ПЭВТ (проволочные эмалированные влагостойкие и термостойкие), ПЭВР (проволочные эмалированные влагостойкие регулируемые) (рис. 2.1).

Резисторы ПЭ выпускаются номиналов от 3 Ом до 51 кОм с номинальной мощностью от 7,5 до 150 Вт. Диапазон рабочих температур от — 60 до + 155° С. Номинальная мощность снижается при $t \geqslant 40°$ С. Допуск составляет $\pm$ 5, $\pm$ 10%. Могут эксплуатироваться при нормальной температуре и относительной влажности до 80%. Срок службы 3000 ч.

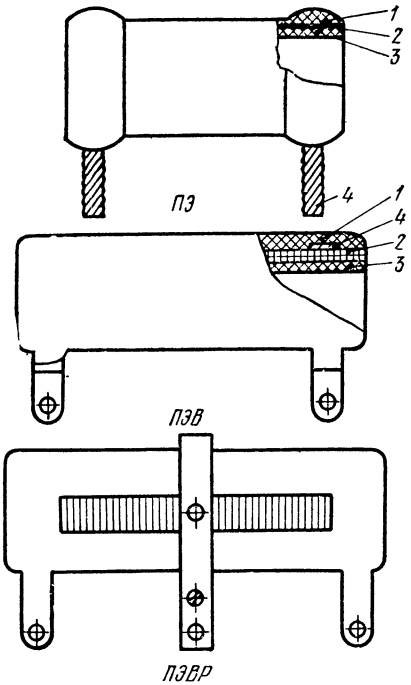


Рис. 2.1. **Конструктивное оформление постоянных проволочных резисторов.**

1 — защитная эмаль; *2* — проволока высокого сопротивления; *3* — каркас; *4* — выводы.

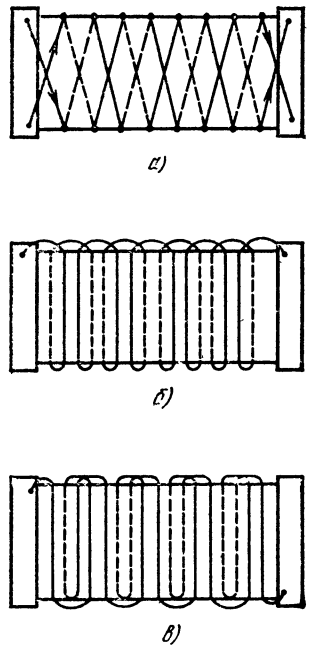


Рис. 2.2. **Типы намоток проволочных резисторов:**

а — встречная; *б* — петлевая; *в* — бифилярная.

Резисторы ПЭВ отличаются от ПЭ конструкцией выводов и имеют лучший контактный узел, допускают работу при относительной влажности окружающей среды 98% при $t = 40°$ С. Срок службы 5000 ч.

Резисторы ПЭВР являются разновидностью ПЭВ и отличаются тем, что имеют подвижный контакт в виде хомутика с зажимным винтом. Хомутик, перемещаясь по образующей резистора, позволяет изменять величину сопротивления. Резисторы ПЭВТ отличаются от ПЭВ более высокой допустимой рабочей температурой. Снижение номинальной мощности производится при $t \geqslant 300°$ С. Резисторы выпускаются с допусками $\pm$ 5 и $\pm$ 10%.

Для нормальной работы резисторов на повышенных частотах следует уменьшать их реактивное сопротивление. Это достигается

применением специальных типов намотки: встречной, петлевой, бифилярной и др. (рис. 2.2). Во всех типах намотки уменьшение паразитной индуктивности достигается благодаря встречному направлению токов в соседних витках и уменьшению площади витка. Уменьшение собственной емкости достигается увеличением шага намотки.

Петлевая намотка применяется для изготовления низкоомных резисторов. Резисторы с бифилярной намоткой отличаются малой индуктивностью, но значительной собственной емкостью и могут использоваться до частоты 50 кГц.

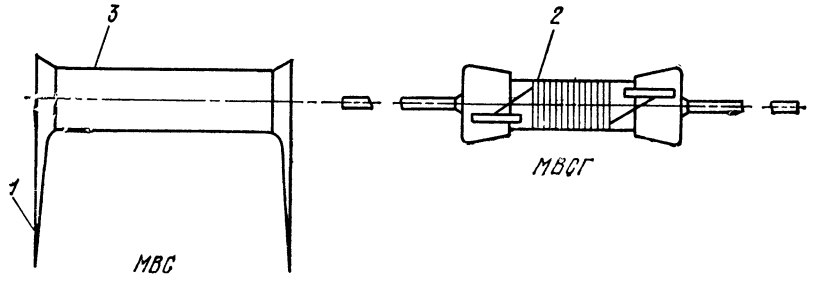


Рис. 2.3. Конструктивное оформление микропроволочных резисторов:
1 — выводы; *2* — микропровод; *3* — защитная эмаль

Резисторы из микропровода выпускаются следующих марок: МВС (микропроволочный высокоомный в стеклянной изоляции), МВСГ (герметизированный), С5-5, С5-716, С5-717 (негерметизированные), С5-726, С5-727 (герметизированные). Для этих резисторов чаще всего используется микропроволока из манганина диаметром от 3 до 10 мкм со стеклянной изоляцией толщиной 2...4 мкм.

Микропроволочные резисторы обладают повышенной стабильностью. Конструкции некоторых из них показаны на рис. 2.3. По величине температурного коэффициента сопротивления резисторы МВС и МВСГ делятся на три класса А, Б, В. Для класса А ТКС не более $\pm$ 1,5 · 10^{-5} 1/° С, для Б — $\pm$3 · 10^{-5} 1/°С, для В — $\pm$ 6 · 10^{-5} 1/° С. Номинальная мощность рассеяния указывается при температуре 60° С.

Точные резисторы типа С5 выпускаются с допуском от 0,05 до 5%. Номинальная мощность рассеяния дается при t = 70° С. При предельной рабочей температуре токовая нагрузка не более 0,2 $P_{ном}$. Температурный коэффициент сопротивления не более $\pm$ 4 · 10^{-5} 1/° С.

2.3. Конструктивный расчет постоянных проволочных резисторов с однослойной намоткой

Конструктивный расчет постоянных проволочных резисторов сводится к определению диаметра, длины, марки обмоточного провода и размеров основания. При этом учитываются и эксплуатационные требования: величина ТКС, возможность нормальной работы в тропических условиях с высокой относительной влажностью и др. Величина сопротивления, номинальная мощность рассеяния резистора, условия эксплуатации, желательные размеры и допустимая рабочая температура обычно задаются. Расчет распадается на ряд этапов.

1. Исходя из условий эксплуатации, допустимой рабочей температуры и требований к стабильности параметров выбирается материал провода (манганин, константан, нихром).

2. По выбранной плотности тока рассчитывается диаметр провода без изоляции:

а) на постоянном токе

$$d_0 = \sqrt{1{,}27I/j}\ \text{[мм]},$$

б) на переменном токе

$$d_0 = 14I_f/\sqrt{\lambda}\ \text{[мм]},$$

где I — ток, А; j — плотность тока, А/мм²; I_f — эффективное значение переменного тока при частоте f, А; λ — длина электромагнитной волны, м.

Величина тока определяется по формуле

$$I = \sqrt{P_н/R_н}\ \text{[А]}.$$

Плотность тока выбирается в зависимости от допустимого нагрева резистора, диаметра провода и условий охлаждения. Для расчетов могут быть приняты следующие значения плотности тока: для стабильных резисторов 1...2 А/мм², для гасящих резисторов 5...10 А/мм², для резисторов из микропровода 200...300 А/мм².

3. Определяется длина провода

$$l_{пр} = R_н S_{пр}/\rho\ \text{[мм]},$$

где $R_н$ — номинал резистора, Ом; $S_{пр} = \pi d_0^2/4$ — площадь сечения провода; ρ — удельное электрическое сопротивление материала провода, Ом · мм²/м.

4. Находится площадь поверхности охлаждения (приближенно можно считать, что она равна площади наружной поверхности основания)

$$S_{охл} = P_н/P_0,$$

где P_0 — удельная мощность рассеяния, Вт/см².

Для стабильных резисторов с допусками $\pm 0{,}25$; $\pm 0{,}5$; $\pm 10\%$ $P_0 = 0{,}005...0{,}05$ Вт/см²; для менее стабильных резисторов

с допустимой температурой перегрева 55...65° С $P_0 = 0{,}1...$ ...0,15 Вт/см², для резисторов цепей питания $P_0 = 0{,}3...0{,}5$ Вт/см².

5. Полагая для резисторов с однослойной намоткой диаметр резистора $D_к$ примерно равным диаметру основания D_0, определяем длину намотки

$$l_н = S_{охл}/\pi D_0.$$

Для резисторов типа ПЭВ $D_0 \approx 12...30$ мм, для точных резисторов $D_0 = 6...19$ мм.

Диаметр щек основания выбирается на 2...3 мм больше D_0. Общая длина основания определяется выражением $l_к = l_н + 2\delta_к$, где $\delta_к$ — толщина щек основания.

В дальнейшем выбирается изоляция провода в соответствии с допустимой температурой ее нагрева.

2.4. Конструкция и типы постоянных проволочных резисторов с многослойной намоткой

Постоянные проволочные резисторы с многослойной намоткой выпускаются следующих типов: ПТ, ПТН, ПТМ, ПТМН, ПТМК, ПТММ, ПКВ. При их маркировке приняты обозначения: П — проволочный, Т — точный, Н, М, К — из нихромовой, манганиновой,

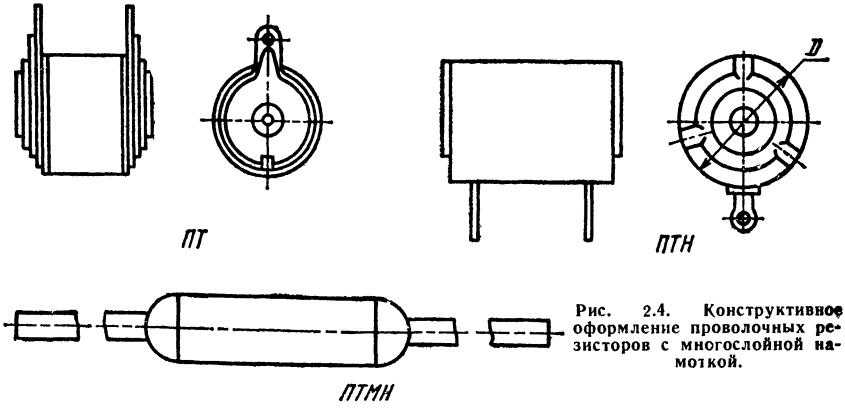


Рис. 2.4. Конструктивное оформление проволочных резисторов с многослойной намоткой.

константановой проволоки, М — малогабаритный, В — влагостойкий. Резисторы ПТ (рис. 2.4) выпускаются с допусками ± 1 и ± 2% для эксплуатации при нормальной температуре и относительной влажности до 98%.

Конструктивное оформление резисторов ПТН и ПТМН показано на рис. 2.4. Допустимое отклонение от номинала для этих резисторов составляет ± 0,25; 0,5; 1,0%. Номинальная мощность рассеяния задается при температуре 100° С.

Малогабаритные резисторы ПТМН, ПТМК, ПТММ по конструктивному оформлению сравнительно мало отличаются от резисторов

ПТ, однако их линейные размеры меньше. Номинальная мощность рассеяния этих резисторов указывается при температуре 85° С. Резисторы имеют допуски ± 0,25; 0,5; 1%. Температурный коэффициент сопротивления не более ± 1,5 · 10^{-4} 1/град.

Резисторы ПКВ по допустимому интервалу рабочих температур делятся на две группы. Для первой группы (номинальная мощность рассеяния 1, 2, 5 Вт) t = — 60... + 200° С, для второй группы ($P_н$ = 0,5; 1 и 2 Вт) t = — 60... + 120° С. Резисторы ПКВ выпускаются с допусками ± 0,5; 1; 2; 5%. Температурный коэффициент сопротивления не превышает 2 · 10^{-4} 1/град.

Конструктивный расчет многослойных постоянных проволочных резисторов мало отличается от расчета однослойных резисторов. Определив, как и ранее, диаметр и тип провода, находим его длину

$$l_{пр} = d_0^2 R_н / 1{,}27\ \rho.$$

Выбрав форму каркаса и задав его размеры, находим наружный диаметр намотки. Для катушечных резисторов

$$D_к = \sqrt{1{,}27\,\alpha d_0^2\, l_{пр}/l_н + D_0^2},$$

где α — коэффициент неплотности намотки (выбирается по табл 3.1).

Рассчитывают количество витков обмотки

$$w = (2/\pi)\ l_{пр}/(D_к + D_0) \cdot 10^3.$$

Полученное число витков, как правило, уточняют экспериментально для каждой партии провода и конкретного намоточного станка.

Далее рассчитывают наружную поверхность охлаждения и проверяют удельную мощность рассеяния, которая не должна превышать значений, принимаемых для однослойных резисторов.

2.5. Переменные проволочные резисторы

Переменные проволочные резисторы (ППР) применяются в цепях постоянного и переменного тока низкой и средней частоты для увеличения стабильности или обеспечения регулировки с высокой точностью напряжения по сложному функциональному закону. С помощью проволочных переменных резисторов можно также преобразовывать постоянный ток в переменный. Проволочные переменные резисторы по сравнению с непроволочными позволяют получить более сложную зависимость изменения сопротивления от угла поворота $R = \varphi(\alpha)$ при значительно меньшей погрешности. Обеспечение заданного закона изменения сопротивления чаще всего достигается специальной формой каркаса (воротничка) ППР, на котором размещена обмотка.

Разрешающая способность проволочных переменных резисторов определяется изменением сопротивления ΔR при переходе подвижного контакта с одного витка на другой и выражается в процентах

$$\Delta_R = \Delta R / R_н \cdot 100\%.$$

Для ППР с кольцевыми каркасами $\Delta_R \approx (0{,}1...0{,}15)$ %.

Для уменьшения скачков сопротивления при перемещении подвижного контакта необходимо, чтобы центр вращения оси токосъема совпадал с центром воротничка и отсутствовали люфты в подшипниках. Это достигается применением тонких проводов (диаметром до 0,03 мм).

Погрешность δ характеристики $R = \varphi(\alpha)$ оценивается отношением наибольшего отклонения напряжения ΔU_{max} от расчетного значения в данной точке к напряжению U_0, подведенному к ППР. Для наиболее распространенных ППР $\delta \approx 0{,}2...0{,}3\%$. Проволочные переменные резисторы характеризуются высокой износоустойчивостью. Большинство ППР имеют износоустойчивость не менее 50 000 поворотов.

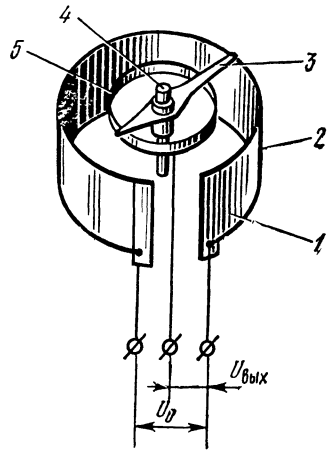


Рис. 2.5. Проволочный переменный резистор с кольцевым воротничком:
1 — провод; *2* — каркас; *3* — скользящий контакт; *4* — ось резистора; *5* — контактное кольцо.

Основным конструктивным элементом большинства ППР является каркас *2* (воротничок) в виде кольца с обмоткой, по которой перемещается подвижный контакт *3* (ползунок), укрепленный на оси резистора *4* (рис. 2.5). Каркас выполняется из керамики или пластмассы (текстолита, гетинакса). Обмотка кольцевых резисторов изготавливается однослойной из провода высокого сопротивления (манганин, константан, нихром). Каркас резистора крепится на круглом основании, через центр которого проходит ось с укрепленным на ней ползунком и скользящей щеткой (подвижный контакт), изолированной от нее.

Промышленностью выпускаются проволочные переменные резисторы типов ПР, ППБ, ПП1-1, ПП1-9, ПП3-1, ПП3-22, ПП3-40 — ПП3-47, СП5 и др.

Общий вид резистора ПР представлен на рис. 2.6. Резистор состоит из основания в виде разрезного керамического кольца, на котором с шагом намотана нихромовая проволока. Проводящий элемент закрепляют на керамическом основании цементирующей пастой. На нем же устанавливают и подвижную систему с ползунком и скользящим контактом. Линейные резисторы типа ПР выпускаются с допуском $\pm$ 10% и мощностью рассеяния 25 и 80 Вт на номиналы от 18 Ом до 2 кОм. Интервал рабочих температур — 60...+ + 90° С.

Резисторы ППБ (проволочные переменные бескаркасные) выполняются в керамическом корпусе (рис. 2.6). В зависимости от мощности рассеяния они выпускаются восьми разновидностей: ППБ-1, ППБ-2, ППБ-3, ППБ-15, ППБ-25, ППБ-50, ППБ-75,

ППБ-100 (цифра указывает мощность рассеяния в ваттах) с допуском ± 2,5, 5, 10%. Номинал этих резисторов лежит в пределах от 3,3 Ом до 100 кОм, рабочее напряжение постоянного тока до 600 В, диапазон рабочих температур от — 60 до + 155° С. Резисторы ППБ выпускаются линейными и функциональными.

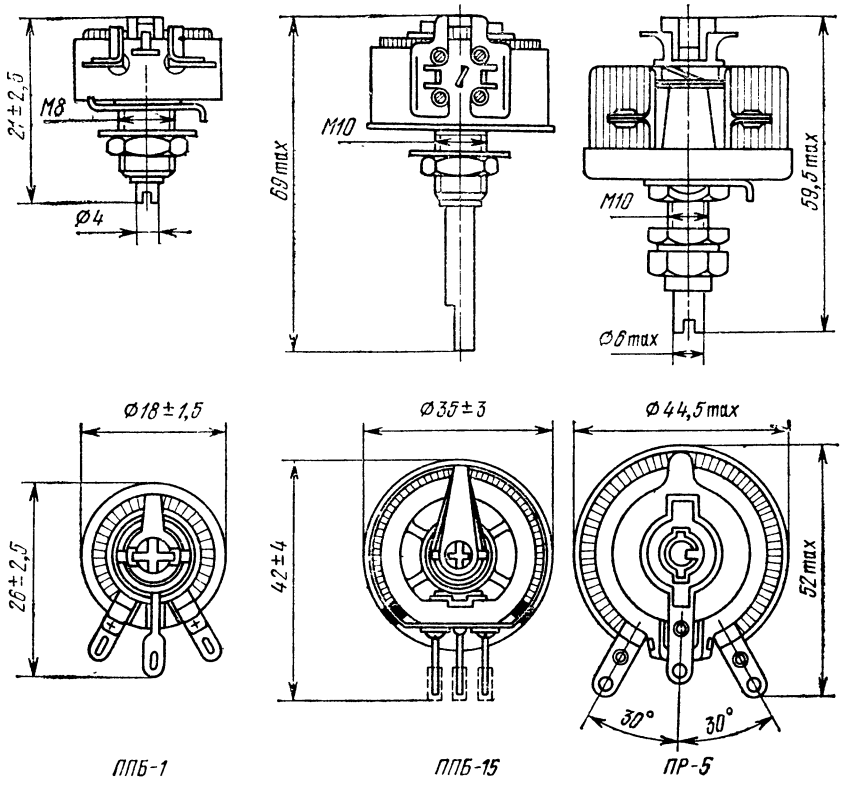


Рис. 2.6. Конструкция переменных проволочных резисторов.

Резисторы типа ПП1-1, ПП1-9, ПП3-1 — ПП3-22 по конструктивному оформлению могут быть разделены на три группы:

1) резисторы одинарные без выключателя ПП1-1, ПП1-3, ПП1-9, ПП3-1, ПП3-4, ПП3-11, ПП3-12, ПП3-18, ПП3-20, ПП3-22;

2) резисторы одинарные с выключателем ПП1-7, ПП13-13;

3) резисторы сдвоенные без выключателя ПП1-4, ПП3-5, ПП3-8, ПП3-14, ПП3-16, ПП3-19, ПП3-22.

Внешний вид некоторых перечисленных резисторов показан на рис. 2.7, 2.8. Эти резисторы выпускаются с мощностью рассеяния 1 Вт (ПП1) и 3 Вт (ПП3), номиналов от 4,7 до 24 Ом для ПП1-1 — ПП1-9 и от 2,2 Ом до 20 кОм для остальных типов с допуском ± 5, 10%. Рабочее напряжение постоянного тока составляет

350 В. Допустимая мощность рассеяния снижается при $t \geqslant 70°$ С. Диапазон рабочих температур — 60... + 100° С. Резисторы могут работать при нормальной температуре в среде с относительной влажностью до 98%. Сопротивление в зависимости от угла поворота подвижного контакта изменяется по линейному закону.

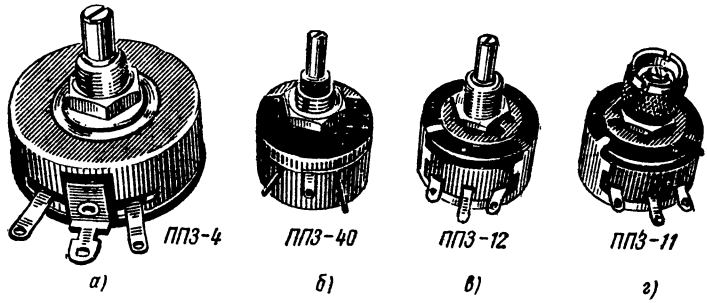


Рис. 2.7. Конструктивное оформление одинарных переменных проволочных резисторов без выключателя.

Резисторы типа ППЗ-40 — ППЗ-47 подразделяются на одинарные ППЗ-40, ППЗ-41, ППЗ-43 и сдвоенные ППЗ-45, ППЗ-47 (рис. 2.9). Эти резисторы выпускаются номиналов от 5 Ом до 22 кОм, номинальная мощность рассеяния при $t = 85°$ С 3 Вт, допуск ± 5; 10%. Диапазон рабочих температур от — 60 до + 155° С. Рабочее напряжение 400 В.

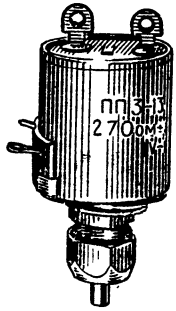


Рис. 2.8. Конструктивное оформление одинарного переменного проволочного резистора с выключателем ППЗ-13

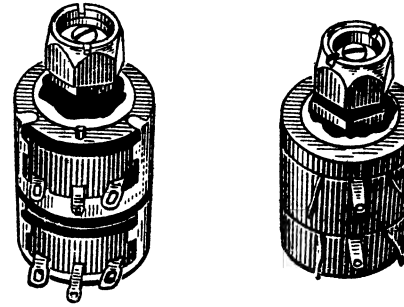


Рис. 2.9. Общий вид сдвоенных проволочных резисторов.

В качестве подстроечных проволочных резисторов в аппаратуре с печатным монтажом применяются малогабаритные резисторы СП5-1, СП5-2, СП5-3, СП5-4, СП5-11, СП5-14, СП5-15. Номинал этих резисторов от 5 Ом до 100 кОм, мощность рассеяния 0,5 и 1,0 Вт при температуре 100° С, допуск ± 5; 10%. Интервал рабочих температур от — 60 до + 125° С.

2.6. Конструктивный расчет переменных проволочных резисторов

Расчет переменных проволочных резисторов сводится к определению формы воротничка, на который наматывается провод высокого сопротивления, для обеспечения заданного закона изменения сопротивления проводящего элемента от угла поворота подвижного контакта α. Развернем кольцо переменного резистора, как показано

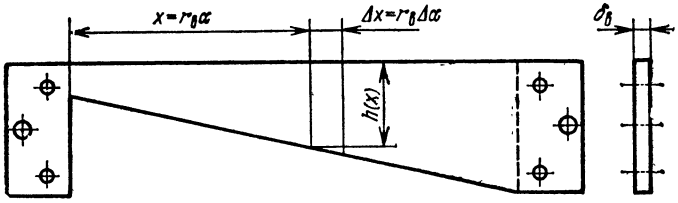


Рис. 2.10. Развертка воротничка переменного проволочного резистора.

на рис. 2.10. Если ΔR — приращение сопротивления при повороте подвижного контакта на угол $\Delta\alpha$, то

$$\Delta R = \rho \Delta l_{\text{пр}} / S_{\text{пр}},$$

где $\Delta l_{\text{пр}}$ — длина провода, намотанного на участке Δx, равная

$$\Delta l_{\text{пр}} = \Delta w 2\ (h + \delta_{\text{в}}),$$

где $2\ (h + \delta_{\text{в}})$ — длина одного витка; Δw — число витков по торцу воротничка на участке Δx.

Учитывая, что высота воротничка значительно больше его толщины, т. е. $h \gg \delta_{\text{в}}$, получаем

$$\Delta l_{\text{пр}} \approx 2h\Delta w.$$

Но

$$\Delta w = \Delta x / d_{\text{пр}},$$

где $\Delta x = r_{\text{в}}\,\Delta\alpha$ — линейное приращение по торцу воротничка; $r_{\text{в}}$ — радиус окружности воротничка; $d_{\text{пр}}$ — диаметр провода.

Подставим значения $\Delta l_{\text{пр}}$ и $S_{\text{пр}}$ в формулу для определения приращения сопротивления

$$\Delta R = 8\ \rho r_{\text{в}} \Delta\alpha h / \pi d_{\text{пр}}^3.$$

Отсюда

$$h = (\Delta R/\Delta\alpha)\ (\pi d_{\text{пр}}^3 / 8\ \rho r_{\text{в}}).$$

При $\alpha \to 0$ $\lim\ (\Delta R/\Delta\alpha) = R'\ (\alpha)$, поэтому

$$h = R'\ (\alpha)\ (\pi d_{\text{пр}}^3 / 8\rho r_{\text{в}}).$$

Максимальная высота воротничка пропорциональна максимальному значению производной

$$h_{\max} = R'\ (\alpha)_{\max}\ (\pi d_{\text{пр}}^3 / 8\rho r_{\text{в}}).$$

Соотношение h_{max} и $r_в$ устанавливается по конструктивным соображениям. Оно лежит в пределах 0,7...1,4. Учитывая это, получаем

$$h_{max} = \sqrt{(0{,}7...1{,}4)\,\pi R'(\alpha)_{max} d_{пр}^3/8\rho}.$$

Задавая закон изменения сопротивления $R = \varphi(\alpha)$ при тех или иных значениях α, получаем высоту воротничка. В частном случае, при линейном законе $R = k\alpha$, величина $R'(\alpha) = k$. Поэтому

$$h = k\pi d_{пр}^3/8\ \rho r_в = \text{const},$$

т. е. высота воротничка по всему кольцу проводящего элемента одинакова. В других случаях, когда изменение $R = \varphi(\alpha)$ подчиняется более сложному закону, высота воротничка не остается постоянной.

Высота воротничка при произвольном угле поворота $h(x) = h(r_в, \alpha)$ обычно вычисляется через величину h_{max} по формуле $h(x) = h_{max} R'(\alpha)/R'(\alpha)_{max}$. Координата x определяется выражением $x = 2\pi r_в \alpha/360°$.

2.7. Конструкция и типы постоянных непроволочных резисторов

Непроволочные резисторы по сравнению с проволочными имеют довольно небольшие размеры при одной и той же мощности рассеяния, относительно малое реактивное сопротивление, невысокую стоимость, однако обладают более низкой стабильностью и менее надежны в работе.

Непроволочные резисторы различаются по ряду специфических признаков. По конструкции проводящего элемента непроволочные резисторы делятся на пленочные и объемные; по характеру зависимости тока, протекающего через резистор, от приложенного напряжения — на линейные и нелинейные (полупроводниковые); по типу проводящего элемента — на углеродистые, металлопленочные, металлоокисные, композиционные, полупроводниковые.

Углеродистые резисторы обладают высокой стабильностью, имеют низкий э. д. с. шумов, устойчивы к воздействию импульсных токовых нагрузок, имеют сравнительно малые реактивные параметры. Такие резисторы выпускаются как общего (резисторы типа ВС и их разновидности), так и специального назначения (полупрецизионные, прецизионные, высокочастотные, микромодульные).

Пленочные резисторы типа ВС (высокостабильные сопротивления) состоят из основания, проводящей пленки, выводов и защитной эмали (рис. 2.11). Основаниями для резисторов с мощностью рассеяния до 2 Вт служат керамические стержни, а для более мощных — керамические трубки. Поверхность основания должна быть химически однородной, не иметь трещин и сколов. Высокая стабильность параметров этих резисторов обеспечивается выбором материалов основания и проводящей пленки с близкими коэффициентами линейного расширения.

Проводящая пленка, обладающая небольшим отрицательным ТКС, представляет собой слой углерода, осажденный на керамическое основание в специальных вакуумных печах. Толщина пленки определяет величину сопротивления (номинал) резистора. Чем меньше толщина, тем выше номинал. Однако очень тонкие пленки (менее 0,1 мкм) дают большие разбросы параметров отдельных резисторов и не обеспечивают необходимой стабильности. Для повышения номинала резисторов на станках-автоматах делают спиралеобразную нарезку углеродистой пленки, увеличивающую длину проводящего слоя. Защитная эмаль, чаще всего зеленого цвета, предохраняет пленку от механических повреждений и воздействий

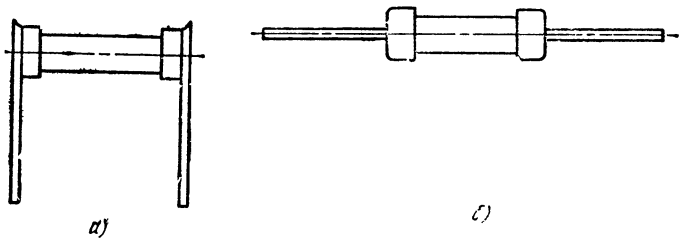


Рис. 2.11. Конструктивное оформление углеродистых резисторов типа ВС: *а* — с радиальными выводами, *б* — с осевыми выводами

окружающей среды. Выводы резисторов типа ВС имеют антикоррозионное покрытие и бывают двух видов: радиальные (рис. 2.11, *а*) и осевые (рис. 2.11, *б*).

Углеродистые резисторы типа ВС с радиальными выводами выпускаются семи типоразмеров на номинальные мощности рассеяния 0,125; 0,25; 0,5; 1,0; 2,5; 10 Вт, а с осевыми выводами — четырех типоразмеров на мощности рассеяния 0,125; 0,25; 0,5; 1,0 Вт. Номинальная мощность рассеяния для резисторов мощностью до 1 Вт указывается при температуре окружающей среды 70° С и нормальном атмосферном давлении, а для остальных — при температуре 40° С. Срок службы резисторов ВС мощностью до 2 Вт 10000 ч, при большей мощности рассеяния — 5000 ч.

К разновидностям пленочных углеродистых резисторов относятся резисторы типа УЛМ, УЛД, ОВС, ВСЕ. Резистор УЛМ (углеродистый лакированный малогабаритный) отличается от ВС меньшими размерами. Его номинальная мощность рассеяния составляет 0,12 Вт, а предельная величина 1 МОм. Он применяется в радиотехнической аппаратуре на транзисторах.

Резистор УЛД (углеродистый лакированный с длительным сроком службы) предназначен для работы в герметизированной аппаратуре в течение 20 лет. Удлинение срока службы достигается за счет снижения рабочей температуры резистора до 55° С, уменьшения удельных нагрузок и особой конструкции контактного узла (колпачки изготавливаются из позолоченной меди, а углеродистая

пленка под ними покрывается тонким слоем золота). Резистор УЛД может нормально работать при относительной влажности окружающей среды не более 40%.

Резисторы типа ОВС имеют примерно такие же характеристики, как и ВС, но более надежны в работе.

Резисторы типа ВСЕ отличаются более высокой рабочей температурой до 155° С. Они имеют номиналы от 27 Ом до 240 кОм с допусками ±5; 10% при рассеиваемой мощности 0,25; 0,5; 10 Вт.

К пленочным полупрецизионным и прецизионным резисторам относятся УЛИ и БЛП.

Резисторы типа УЛИ (ГОСТ 12305—66) по сравнению с ВС более стабильны. Это достигается за счет увеличения их размеров и сни-

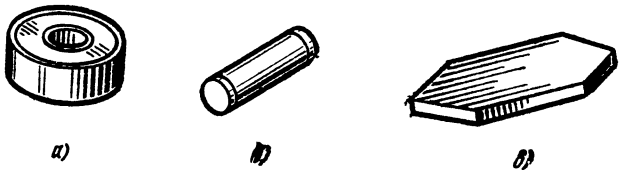


Рис. 2.12. Конструктивное оформление резисторов УНУ:
а — шайбовый; *б* — трубчатый; *в* — пластинчатый.

жения удельной нагрузки, улучшения конструкции контактного узла путем серебрения проводящего слоя в местах соприкосновения с контактными колпачками. После изготовления резисторы подвергаются продолжительной электрической и термической тренировке. Резисторы УЛИ выпускаются с допусками ±1; 2; 3%. Номинальная мощность рассеяния уменьшается при температуре 60° С. Гарантированный срок службы 5000 ч. Резисторы УЛИ применяются в электроизмерительных приборах с классом точности 1,5—2,5.

Резисторы типа БЛП (бороуглеродистые лакированные прецизионные) имеют примерно такую же конструкцию, как и ВС. Проводящим элементом у этих резисторов является бороуглеродистая пленка. Введение небольшого количества бора (2...5%) в состав углеродистой пленки позволяет значительно снизить ТКС резистора и э. д. с. шумов (0,5 мкВ/В). По величине температурного коэффициента резисторы БЛП делятся на две группы: группа А имеет ТКС = $= 1{,}5 \cdot 10^{-4}$ 1/град, а группа Б имеет ТКС $= 2{,}5 \cdot 10^{-4}$ 1/град. Номинальная мощность рассеяния таких резисторов дается при температуре 70° С. Резисторы БЛП выпускаются с допусками ±0,5; 1% и применяются в измерительной аппаратуре, работающей при температуре — 60... + 100° С и относительной влажности окружающей среды 98% при $t = 25°$ С.

Высокочастотные резисторы УНУ (углеродистые незащищенные ультравысокочастотные) применяются в качестве конструктивных элементов аттенюаторов и нагрузок в волноводных или высокочастотных коаксиальных трактах. Конструкция резисторов УНУ опре-

деляется их назначением. Они изготавливаются в виде стержней, трубок, шайб или пластин (рис. 2.12).

Металлопленочные резисторы по сравнению с углеродистыми имеют повышенную термостойкость, более низкие коэффициент напряжения и э. д. с. шумов, меньшие массу и габариты, лучшие частотные характеристики и большую стабильность. Однако они недостаточно надежно работают в импульсном режиме. Проводящим элементом у металлопленочных резисторов является пленка из сплавов высокого сопротивления, наносимая на основание из керамики или ситалла. Для повышения электрического сопротивления в состав пленки при ее осаждении вводят двуокись титана, кремния, окиси

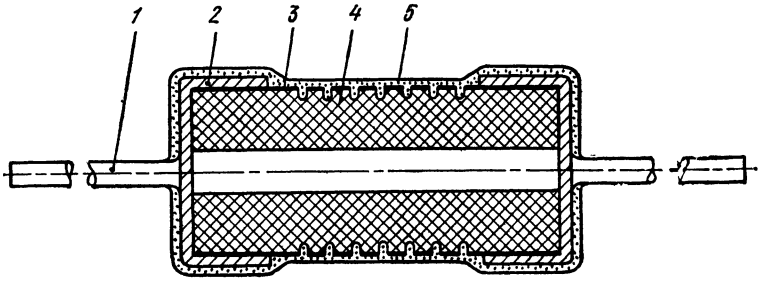


Рис. 2.13. Конструкция резисторов типа МЛТ:
1 — вывод; *2* — контактный колпачок; *3* — проводящая пленка; *4* — керамическое основание; *5* — защитное покрытие.

железа, алюминия, хрома и др. Качество металлопленочных резисторов в значительной степени зависит от технологии нанесения проводящей пленки, состояния поверхности основания и наличия в нем различных примесей, в частности окислов щелочных металлов.

К металлопленочным резисторам относятся: МЛТ, ОМЛТ, МТ, МУН, МГП, МУП.

Резисторы типа МЛТ (металлопленочные лакированные теплостойкие) согласно ГОСТ 7113—66 выпускаются номиналов от 8,2 Ом до 10 МОм с допусками ±5; 10 и 20% и номинальной мощностью рассеяния до 2 Вт. По сравнению с резисторами ВС они допускают более высокую рабочую температуру (до 120° С) и при одной и той же номинальной мощности имеют размеры в 2...3 раза меньшие. Конструктивное оформление резисторов МЛТ показано на рис. 2.13.

Резисторы типа ОМЛТ (особые металлопленочные лакированные теплостойкие) отличаются от МЛТ повышенной надежностью в работе. Это достигается за счет применения более качественных материалов и более совершенной технологии.

Резисторы МТ (металлопленочные теплостойкие) отличаются от МЛТ несколько большими размерами. Могут работать при температуре до 200° С, что достигается применением более нагревостойкого защитного покрытия и уменьшением удельной нагрузки.

Резисторы типа МУН (металлопленочные ультравысокочастотные незащищенные) в отличие от МЛТ не имеют защитного эмалевого покрытия.

Резисторы типа МГП (металлопленочные герметизированные прецизионные) имеют малый ТКС ($\pm 3 \cdot 10^{-4}$ 1/град), высоко стабильны во времени и могут нормально работать при повышенной влажности окружающей среды.

Резисторы типа МУП (металлопленочные ультравысокочастотные) (рис. 2.14) выпускаются номиналов от 24 до 200 Ом с допуском $\pm$ 1% и предельной рабочей температурой 120° С. Допустимая мощность рассеяния указывается при температуре 90° С.

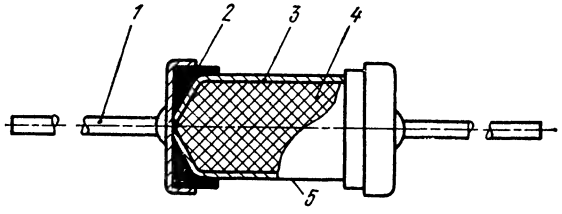


Рис. 2.14. Внешний вид резисторов МУП:

1 — вывод; *2* — контактный колпачок; *3* — проводящая пленка; *4* — основание; *5* — защитная эмаль

Резисторы С2-6 по конструкции аналогичны МЛТ. Могут использоваться при температуре до 300° С. Контактные колпачки выполнены из сплава инвара с малым температурным коэффициентом линейного расширения. Выводы изготовлены из константановой проволоки.

Резисторы С2-8 отличаются от МЛТ бóльшими размерами. Герметизируются в керамических трубках, благодаря этому более стабильны при воздействии влаги.

Металлопленочные резисторы С2-13, С2-14, С2-15 относятся к высококачественным прецизионным резисторам. При номиналах до 10 Ом прóводниковые пленки изготавливаются из чистого хрома, а при номиналах более 10 Ом — из сплава хрома и никеля. Наиболее стабильными являются резисторы С2-13. Они выпускаются с допусками $\pm$ 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2,5%. По конструкции С2-14 не отличаются от МЛТ, а конструкция резисторов С2-13, С2-15 аналогична МГП.

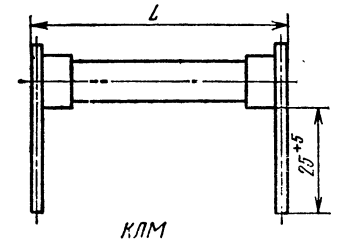
В металлоокисных резисторах проводящим элементом является пленка окислов металлов. По параметрам эти резисторы близки к металлопленочным, однако технология их изготовления проще. Кроме того, в большинстве случаев они более термостойки. В качестве проводящих элементов чаще всего используются пленки двуокиси олова, осажденного на керамическое или стеклянное основание. Для повышения термостабильности в состав пленки вводят окислы сурьмы, цинка, а сами резисторы подвергают специальной термической тренировке. Для получения надежного контакта между резистивной пленкой и выводами используют серебряную

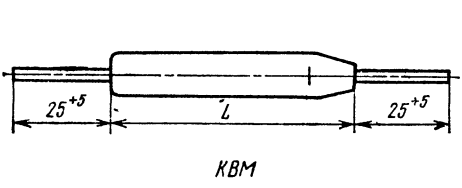
пасту, в которую вводят 2...5% моноокиси кремния, что устраняет химическое взаимодействие серебра с пленкой и снижает переходное контактное сопротивление.

К металлоокисным относятся резисторы типа МОН и МОУ.

Резисторы МОН (металлоокисные низкоомные) выпускаются трех типоразмеров. Имеют номиналы от 1 до 100 Ом и мощность рассеяния 0,5; 10; 20 Вт.

Резисторы МОУ (металлоокисные ультравысокочастотные) применяются в качестве безреактивных сопротивлений на ультравысоких частотах. Конструктивно их оформляют в виде стержней, трубочек





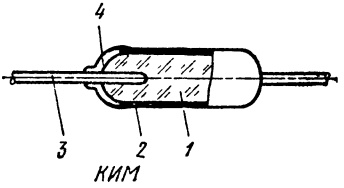


Рис. 2.15. Конструктивное оформление композиционных резисторов:

1 — стеклянное основание; *2* — проводящая пленка из композиции; *3* — платиновый вывод; *4* — слой серебра.

и шайб. Выпускаются на номиналы от 4,3 до 100 Ом с мощностью рассеяния от 0,1 до 200 Вт (у шайбовых резисторов типа МОУ-Ш мощность рассеяния составляет 0,15 и 0,5 Вт).

В настоящее время широко применяются композиционные резисторы. К ним относятся резисторы типа КЛМ, КВМ, КИМ, КЭВ. В качестве проводящего элемента в них используется смесь сажи или графита с наполнителем, связующим пластификатором и отвердителем. Достоинства этих резисторов в простоте изготовления, низкой стоимости, возможности придать проводящему элементу любую форму и высокой надежности. Однако композиционные резисторы обладают низкой стабильностью, зависимостью сопротивления от приложенного напряжения, высоким уровнем шумов.

Резисторы типа КЛМ (композиционные лакированные мегомные) и КВМ (композиционные вакуумированные мегомные) выпускаются на номиналы до 10^{11} Ом. Конструктивное оформление показано на рис. 2.15.

Резисторы КИМ (композиционные изолированные малогабаритные) имеют номинальную мощность рассеяния 0,05 и 0,125 Вт. Резистивная пленка изготовлена из смеси полиэфирной смолы с сажей. Эти резисторы не имеют контактной арматуры, их платиновые вы-

воды впаяны непосредственно в стеклянный стержень. Благодаря этому снижена э. д. с. шумов. Резисторы КИМ применяются в миниатюрной электронной аппаратуре.

Резисторы ТВО ГОСТ 11324—65 (теплостойкие влагостойкие объемные) представляют собой прессованный из проводящей композиции параллелепипед, заключенный в защитную стеклокерамическую оболочку (рис. 2.16). Отличаются высокой эксплуатационной надежностью, поскольку ток протекает через весь объем их рабочего тела. Изготавливаются с допусками ±5; 10; 20% на номинальные мощности рассеяния от 0,125 до 60 Вт. Снижение допустимой

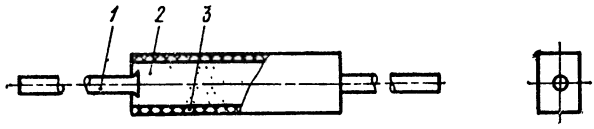


Рис. 2.16. Резистор ТВО:
1 — вывод; *2* — проводящая композиция; *3* — защитная оболочка.

мощности рассеяния необходимо производить, начиная с температуры 85° С. Электрическая нагрузка при $t = 155°$ С не должна составлять более 0,1 от номинальной. Величина температурного коэффициента сопротивления находится в пределах от $-1{,}8 \cdot 10^{-4}$ до $6 \cdot 10^{-4}$ 1/град. Гарантийный срок службы резисторов ТВО 10000 час.

Резисторы КЭВ (композиционные эмалированные высоковольтные) применяются в электрических цепях с высоким напряжением. Проводящий элемент представляет собой лакопленочную композицию со спиралью длиною не менее 2 см на 1 кВ рабочего напряжения.

2.8. Переменные непроволочные резисторы

Переменные непроволочные резисторы состоят из корпуса, проводящего элемента и подвижной системы с токосъемом. Проводящий элемент и подвижная система имеют выводы. Сопротивление проводящего элемента называется полным сопротивлением резистора. Сопротивление между выводом подвижной системы и выводами проводящего элемента при установке подвижной системы в крайнее положение называется минимальным.

Переменные резисторы имеют ряд специфических характеристик, наиболее важными из которых являются:

1) функциональная зависимость величины сопротивления между подвижным токосъемом и одним из выводов проводящего элемента от угла поворота подвижной системы. Характер функциональной зависимости и точность ее определяются назначением резисторов;

2) разрешающая способность — характеризует плавность регулирования и оценивается минимально достижимым изменением сопротивления при движении токосъема;

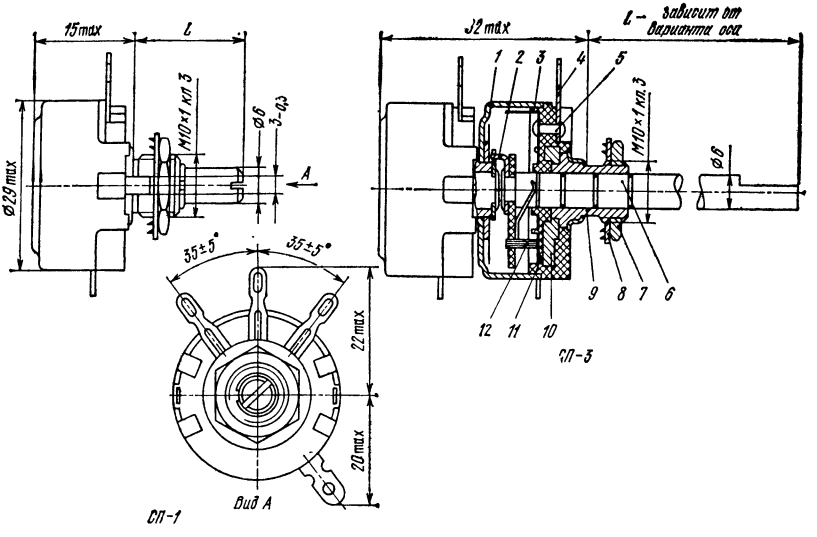


Рис. 2.17. Резисторы типа СП:

1 — крышка; *2* — поводок; *3* — контакт; *4* — вывод; *5* — заклепка; *6* — ось; *7* — гайка; *8* — шайба; *9* — втулка; *10* — основание; *11* — подковообразная пластина; *12* — трущийся токосъем.

3) шумы вращения — возникают дополнительно к тепловым и токовым шумам вследствие скольжения токосъема. Их величина значительно выше тепловых и токовых шумов. Источниками шумов вращения являются контактная разность потенциалов между резистивным элементом и токосъемом, термо-э. д. с., возникающая из-за нагрева при движении токосъема, неоднородность структуры и дефекты в проводящем слое;

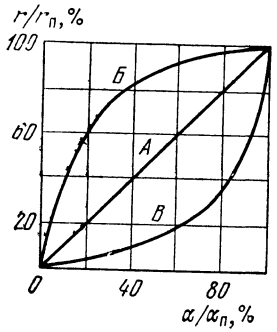


Рис. 2.18. Функциональная характеристика резисторов СП:

α — угол поворота оси; $\alpha_п$ — полный угол поворота оси; r — сопротивление между крайним выводом подвижного контакта при данном угле поворота оси, $r_п$ — полное сопротивление резистора.

4) износоустойчивость резисторов — характеризуется стабильностью их параметров при вращении подвижной системы в течение срока службы. Износоустойчивость оценивается количеством циклов вращения подвижной системы, при котором параметры резисторов остаются в пределах заданных допусков. Обычно резисторы общего применения выдерживают $(5...20) \cdot 10^3$ поворотов.

Среди непроволочных переменных резисторов широкое распространение получили резисторы типа СП (сопротивление переменное) и СПО (сопротивление переменное объемное). Основным элементом резисторов СП является подковообразная пластинка из гетинакса (основание),

на которую наносится слой проводящей композиции. Пластинку совместно с подвижной системой монтируют в корпус и закрывают металлической крышкой. По конструктивному оформлению резисторы СП (рис. 2.17) подразделяются на одинарные (СП-1, СП-2, СП-5) и сдвоенные (СП-3, СП-4). Резисторы могут быть со стопором оси и фиксацией корпуса (СП-2, СП-3), без стопора оси, но с фиксацией корпуса (СП-1), а также без стопора оси и фиксации корпуса (СП-5). Резисторы СП могут быть линейными (*А*), логарифмическими (*Б*), обратнологарифмическими (*В*) (рис. 2.18). Верхние резисторы типов СП-3, СП-4 из-за плохого теплового контакта с шасси прибора работают в более тяжелых условиях. Поэтому их

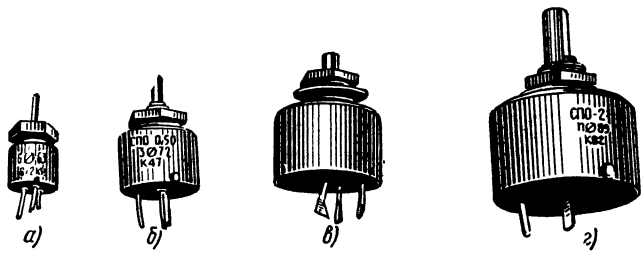


Рис. 2.19. Резисторы типа СПО:
а — СПО-0,15; *б* — СПО-0,5; *в* — СПО-1; *г* — СПО-2.

номинальную мощность рассеяния следует снижать на 50%. На основе резистора СП разработан резистор СПЕ, отличающийся более высокой рабочей температурой и механической прочностью.

Проводящим элементом резисторов СПО (рис. 2.19) служит композиция, которая размещается по окружности в дугообразной канавке на керамической плате. Резисторы СПО являются линейными и выпускаются на четыре мощности рассеяния СПО-0,15, СПО-0,5, СПО-1, СПО-2. Эти резисторы отличаются от СП повышенной надежностью и меньшими габаритами.

2.9. Конструктивный расчет постоянных и переменных непроволочных резисторов

Расчет постоянных резисторов сводится к определению длины проводящего элемента, если известны сопротивление резистора, диаметр основания и удельное сопротивление проводящего материала. Для резистора цилиндрической формы длина проводящего элемента определяется формулой

$$l_{\text{пр}} = \pi R_{\text{н}} D_0^2 / 4\rho.$$

При конструировании резисторов пользуются понятием коэффициента формы

$$k_{\text{ф}} = l_{\text{пр}} / \pi D_0.$$

Значения $k_ф$ лежат в пределах от 0,7 до 1,5. Если $k_ф \gg 1$, то в ряде случаев проводящий элемент не обладает достаточной механической прочностью. При $k_ф \ll 1$ резисторы с заданным номиналом имеют относительно большой диаметр, поэтому их объем используется неэффективно.

Для постоянных резисторов со спиральной нарезкой расчет сводится к определению шага нарезки

$$\tau_н = 0{,}9\left[\frac{aR_п}{2(R_н - r')} + \pi D_0\sqrt{\frac{r'}{R_н - r'}}\right],$$

где r' — сопротивление заготовки резистора до нарезки спирали; a — ширина спиральной изолирующей канавки; $R_н$ — сопротивление резистора после нарезки.

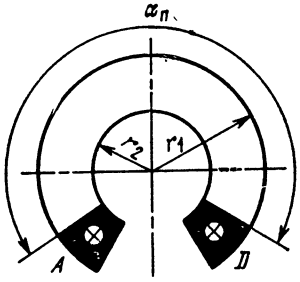


Рис. 2.20. К расчету линейного переменного резистора.

Расчет линейного переменного резистора с проводящим элементом подковообразной формы сводится к определению его геометрических размеров.

Для удобства расчета тонкослойных резисторов вводится понятие сопротивления квадратного участка токопроводящей пленки $R_□$ (сопротивление квадрата), которое зависит от ее толщины и материала. С учетом этого сопротивление токопроводящего элемента при заданном угле поворота $\alpha_п$ может быть определено по формуле

$$R_н = R_□\,(\alpha_п/\ln(r_2/r_1)).$$

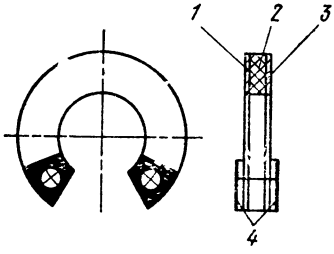


Рис. 2.21. Конструкция проводящего элемента нелинейного переменного резистора:

1 — основной токопроводящий слой, *2* — изоляционное основание, *3* — дополнительный токопроводящий слой, *4* — контакты

Таким образом, выбрав материал проводящей пленки и один из размеров r_2 или r_1 (рис. 2.20), можно определить другой размер или, задавшись по конструктивным соображениям r_2 и r_1, найти материал проводящей пленки и ее толщину. Функциональное изменение сопротивления между подвижным контактом и одним из неподвижных может быть достигнуто за счет применения композиций с разным удельным сопротивлением на отдельных участках проводящего элемента или изменения его сечения по определенному закону.

В последнее время разработаны нелинейные резисторы подковообразной формы с основным и дополнительным проводящими слоями, которые наносятся на изоляционное основание (рис. 2.21). Для таких резисторов сопротивление $r(\alpha)$ между подвижным контактом и одним из неподвижных контактов в зависимости от угла поворота оси определяется по формуле

$$r(\alpha)=\frac{r_{01}}{r_{01}+r_{д2}}\,\frac{1}{\ln(r_2/r_1)}\,\frac{\alpha}{\alpha_п}\,[(r_{01}+r_{д2})\,\alpha_п-\alpha r_{01}],$$

где $r_{01}=\rho_1/h_1$; $r_{д2}=\rho_2/h_2$; ρ_1 и ρ_2, h_1 и h_2 — удельные сопротивления и толщины основного (ρ_1, h_1) и дополнительного (ρ_2, h_2) слоев; α — угол сектора кольца в радианах между начальным положением подвижного контакта и его положением в рассматриваемой точке.

Расчет можно упростить, если в качестве функции брать отношение $r(\alpha)/r_п$, а в качестве аргумента $\alpha/\alpha_п$:

$$\frac{r(\alpha)}{r_п}=\frac{\alpha}{\alpha_п}\left[\left(1+\frac{r_{01}}{r_{д2}}\right)-\frac{\alpha}{\alpha_п}\,\frac{r_{01}}{r_{д2}}\right].$$

Подбирая определенные соотношения между r_{01} и $r_{д2}$, можно получить тот или иной закон изменения сопротивления между неподвижным и подвижным контактами в зависимости от угла поворота оси резистора. При отношениях $r_{01}/r_{д2}=1{,}1\ldots2{,}57$ закон изменения сопротивления близок к логарифмическому.

2.10. Полупроводниковые резисторы

К полупроводниковым резисторам относятся термо-и фоторезисторы. Характерной особенностью терморезисторов является резкое изменение сопротивления в зависимости от температуры. Проводящими элементами таких резисторов являются окислы металлов переходной группы элементов таблицы Д. И. Менделеева с номера 22 по 29, обладающие резко выраженными полупроводниковыми свойствами. Изменяя их содержание в проводящей композиции, можно получать резисторы с различными техническими параметрами. Все терморезисторы изготавливаются аналогично металлокерамическим изделиям в виде стержней, трубок, шайб, дисков и т. п.

Терморезисторы характеризуются рядом специфических параметров, к которым относятся:

1) статическая вольт-амперная характеристика, определяющая зависимость тока через резистор от величины приложенного напряжения (рис. 2.22).

2) тепловая постоянная времени $\tau_т$, которая определяет тепловую инерционность терморезистора. Она равна отрезку времени, в течение которого резистор нагревается до 63° С, если перенести его из среды с температурой 0° С в среду с температурой 100° С;

3) чувствительность, которая оценивается температурным коэффициентом сопротивления. Терморезисторы обладают большим отрицательным ТКС, зависящим от температуры;

4) номинальная мощность рассеяния, которая определяется как мощность, разогревающая терморезистор, находящийся в воздухе с температурой 20 $\pm$ 1° С, до предельной температуры;

5) предельная температура нагрева, которая является одновременно и максимальной температурой окружающей среды.

Терморезисторы в электрических цепях работают в двух основных режимах:

1. Режим малых нагрузок. Проходящий через резистор ток мал, разогрев резистора практически не наблюдается. Изменение сопротивления терморезистора происходит только за счет воздействия внешних факторов (температуры, влажности и др.).

2. Режим значительных нагрузок. Рассеиваемая на резисторе мощность уже достаточна, чтобы нагреть его выше температуры окружающей среды. В этом случае решающее значение на величину сопротивления резистора оказывает его разогрев.

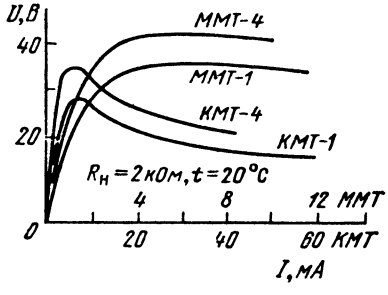


Рис. 2.22 Вольт-амперные характеристики терморезисторов.

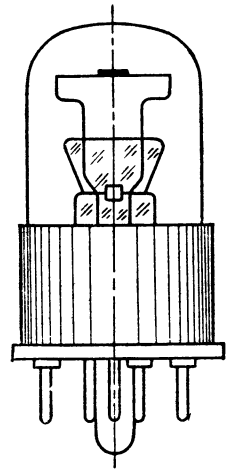


Рис. 2.23. Конструктивное оформление → резисторов типа ТКП.

Наиболее распространенными типами терморезисторов являются медномарганцевые (ММТ) и кобальтомарганцевые (КМТ). Кобальтомарганцевые терморезисторы по сравнению с медномарганцевыми тех же конструкций более чувствительны, имеют более высокие номиналы и мощности рассеяния.

В цепях автоматики в качестве регулируемых бесконтактных резисторов, регуляторов тока на выходе бездрейфового усилителя, в усилителях низкой частоты и т. п. применяются терморезисторы типа ТКП-20, ТКП-20А, ТКП-50Б. Эти резисторы оформляются в виде ламп с октальным цоколем (рис. 2.23). Рабочий элемент терморезисторов, изготовленный из окислов титана, ванадия и железа, подвешивают с помощью вольфрамовых проволочек между траверсами, впаянными в ножку лампы. В баллонах ламп создают технический вакуум или среду инертного газа. Это позволяет повысить стабильность терморезисторов. Нагрев терморезисторов осуществляется от специальной спирали. При ее нагреве сопротивление терморезисторов плавно падает.

Терморезисторы типа ТКП имеют следующие характеристики: сопротивление в холодном состоянии 0,5...2 кОм, ТКС = (2...

...2,3) · 10^{-2} 1/град, номинальная мощность подогрева 160 мВт, сопротивление при номинальной мощности 20...50 Ом, номинальный ток через подогреватель 25...30 мА, коэффициент энергетической чувствительности (2,95...4,65) · 10^{-3} мВт/%, $\tau_т$ = 114...143 с.

Для измерения мощности колебаний СВЧ применяют бусинковые терморезисторы типа Т8Д, Т8Е, ТВМ, Т8Р, Т9 и др. Рабочий элемент этих терморезисторов в виде сметанообразных капелек диаметром 0,01...2 мм наносят на две тонкие параллельно расположенные платиновые проволочки, после чего заготовки просушивают и обжигают. В процессе обжига капельки прочно соединяются с поверхностью проводников. После этого проволочки между отдельными бусинками разрезаются, к выводам припаиваются контакты и осуществляется стеклянная герметизация. Бусинковые терморезисторы отличаются малой тепловой инерцией; при нормальной температуре их сопротивления лежат в пределах 120...150 Ом, а допустимая мощность рассеяния — от долей микроватта до нескольких милливатт.

Разработка более прогрессивной технологии и применение высококачественных материалов позволили создать терморезисторы, обладающие высокой надежностью и малыми габаритами. К таким резисторам относятся резисторы типа СТ3. В качестве проводящего элемента в этих резисторах часто используется смесь окислов меди, марганца и кобальта. Резисторы имеют малый допуск ($\pm$10%) и малый разброс ТКС.

Для изготовления термоэлементов высокостабильных терморезисторов с рабочей температурой до 600° С применяются смеси окисей и гидроокисей соединений титана, кобальта, окислы ванадия, железа.

К полупроводниковым относятся также фоторезисторы. Характерной особенностью любого фоторезистора является зависимость сопротивления от освещенности. В рабочем теле фоторезистора благодаря поглощению энергии световых квантов возникают носители зарядов (фотоэлектроны и фотодырки). Время их жизни крайне ограничено. В среднем они существуют 10^{-3} ... 10^{-7} с. Однако их число в ряде случаев так велико, что электропроводность фоторезистора может существенно изменяться под воздействием света.

Наиболее важными характеристиками фоторезисторов являются темновое сопротивление, допустимая мощность рассеяния, рабочее напряжение, величина фототока, удельная чувствительность, постоянная времени.

Под темновым сопротивлением $R_т$ понимается сопротивление неосвещенного фоторезистора. Допустимая мощность рассеяния $P_н$ определяется токовой нагрузкой, при которой не происходит необратимых изменений параметров фоторезистора. Величина фототока определяется разностью между током I_2, протекающим через освещенный резистор, и током I_1, протекающим через затемненный резистор, если к нему приложено номинальное рабочее напряжение U, т. е. $I_ф = I_2 - I_1$. Удельная чувствительность характеризуется

отношением

$$K_{\Phi} = I_{\Phi}/\Phi U,$$

где Φ — световой поток, л.

Постоянная времени τ_{Φ} характеризует инерционность фоторезистора. Отрезок времени, в течение которого фототок при затемнении фоторезистора уменьшается на 63%, называется постоянной времени. Величина τ_{Φ} зависит от материала фоторезистора, концентрации примесей и наличия дефектов в кристаллической решетке.

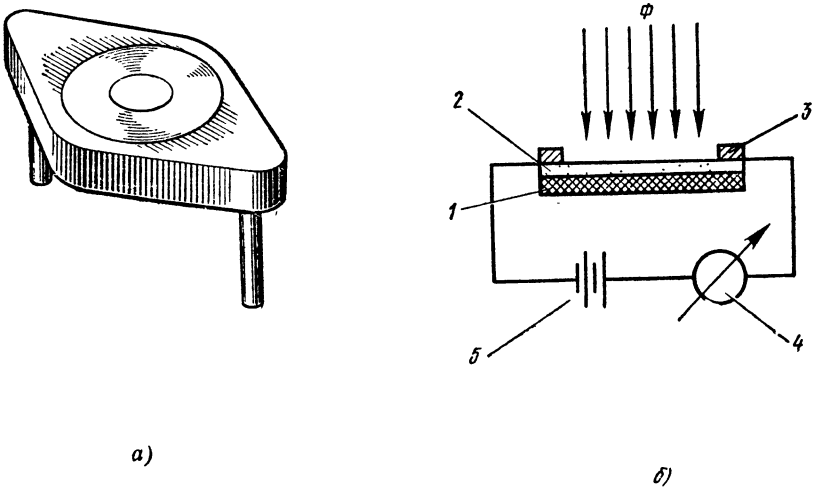


Рис. 2.24. Фоторезисторы:

а — конструкция фоторезистора типа ФСА-1; *б* — принципиальная схема устройства фоторезистора (*1* — изолирующая подложка, *2* — светочувствительный слой, *3* — контакты, *4* — гальванометр, *5* — батарея).

Основным элементом любого фоторезистора является светочувствительный слой, наносимый на специальную изолирующую подложку (рис. 2.24, *б*). Его свойства и определяют качество фоторезистора. Наибольшее распространение получили сернистосвинцовые и сернистокадмиевые фоторезисторы. Сернистосвинцовые фоторезисторы обладают малой инерционностью, высокой стабильностью, не выходят из строя при воздействии мощных световых потоков. Однако их чувствительность зависит от температуры. С повышением температуры она уменьшается. Сернистосвинцовые фоторезисторы выпускаются марок ФСА-1, ФСА-2, ФСА-3, ФСА-4, ФСА-Г1 и имеют следующие характеристики: $P = 0{,}01$ Вт, $U_{раб} = 2 \ldots 100$ В (ФСА-1); для остальных $U_{раб} = 4 \ldots 40$ В, $K_{\Phi} = 500$ мкА/(л·В). Конструктивное оформление фоторезистора ФСА-1 показано на рис. 2.24, *а*.

Сернистокадмиевые фоторезисторы изготавливаются на основе сернистого кадмия. Проводящий элемент может иметь поликристаллическое (ФСК) или монокристаллическое строение (ФСК-М1). Светочувствительный элемент приклеивается к стеклянной подложке и покрывается прозрачной лаковой пленкой. Вся конструкция заключается в пластмассовый корпус, снабженный штырьковыми выводами. В герметизированных конструкциях (ФСК-Г1, ФСК-Г7) рабочий элемент фоторезистора размещается в металлическом корпусе с лепестковыми выводами.

Фоторезисторы применяются для измерения и регулирования температур при автоматизации различных процессов.

Глава 3

КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

3.1. Классификация и область применения

В современной радиоаппаратуре различают катушки индуктивности избирательных и апериодических цепей. Катушки индуктивности избирательных цепей входят в состав фильтров, линий задержки, колебательных контуров, катушек связи, дросселей высокой частоты и т. п. Катушки индуктивности апериодических цепей являются составными узлами различных трансформаторов и дросселей низкой частоты.

Различают катушки постоянной и переменной индуктивности. Катушки с большим изменением индуктивности называются вариометрами, а катушки с малым изменением индуктивности (10...15%) — подстроечными.

По конструктивному исполнению катушки делятся на цилиндрические и плоские. Цилиндрические катушки индуктивности бывают каркасные и бескаркасные. Они применяются в области как длинных, так и ультракоротких волн. Плоские катушки, как правило, выполняются на жестком основании и применяются в области коротких и ультракоротких волн.

По типу намотки катушки делятся на однослойные и многослойные. Различают также экранированные и неэкранированные катушки индуктивности. Экранирование изменяет параметры катушек индуктивности, поэтому их расчет имеет свои отличительные особенности.

В катушках индуктивности применяют магнитные и немагнитные сердечники, бывают также катушки без сердечников.

3.2. Параметры катушек индуктивности

Катушки индуктивности характеризуются следующими основными параметрами:

1. Номинальное значение индуктивности. Индуктивность катушек, применяемых в радиотехнике, колеблется от долей микрогенри до нескольких десятков миллигенри и больше.

2. Точность изготовления. Обычно точность изготовления катушек индуктивности имеет предел от 1...2 до 10%. Нижняя граница

допуска определяется точностью изготовления деталей катушек и технологией намотки. Верхняя граница устанавливается в зависимости от назначения катушек индуктивности в схеме прибора и возможностей их подстройки в процессе регулировки или эксплуатации.

3. Добротность катушек индуктивности, применяемых в РЭА, колеблется от 20 до 300 и выше.

4. Собственная емкость. Величина собственной емкости зависит от конструкции катушки и лежит в пределах от единиц до сотен пикофарад.

5. Стабильность катушек определяется изменением индуктивности под воздействием окружающей среды: температуры, влажности, вибраций и т. п. Температурный коэффициент индуктивностей лежит в пределах $(20...300) \cdot 10^{-6}$ 1/град. Необратимые изменения индуктивности обусловлены остаточными деформациями в элементах конструкции, старением материала каркаса, изоляции и т. п. Величина температурного коэффициента нестабильности индуктивности зависит от конструкции катушки и лежит в пределах нескольких долей процента.

Воздействие влаги на катушку индуктивности приводит к уменьшению добротности, увеличению собственной емкости и снижению стабильности.

Как и для других элементов радиоаппаратуры, для катушек индуктивности устанавливаются интервал рабочих температур, максимально допустимые перегрузки при вибрациях, допустимая относительная влажность, габариты, вес, стоимость и др.

3.3. Токопровод — основной элемент катушек индуктивности

Основным элементом катушек индуктивности является токопровод. Величина индуктивности определяется конструкцией токопровода и его размерами. Прохождение тока по проводнику сопровождается образованием вокруг него магнитного поля, направление которого определяется правилом Максвелла (правоходового винта). Магнитное поле в любой точке пространства характеризуется напряженностью H. Для бесконечно длинного проводника напряженность магнитного поля в точке C, отстоящей от проводника на расстояние r, определяется формулой

$$H_C = I/2\pi r. \qquad (3.1)$$

Напряженность магнитного поля в точке K, расположенной внутри бесконечно длинного проводника диаметром d на расстоянии r от его центра, определяется соотношением

$$H_K = 2Ir/\pi d^2. \qquad (3.2)$$

Из выражений (3.1) и (3.2) следует, что напряженность магнитного поля внутри медного проводника возрастает линейно до максимального значения на его поверхности. Вне проводника напряженность

уменьшается по гиперболическому закону (рис. 3.1). Из выражения (3.2) видно также, что напряженность на поверхности проводника обратно пропорциональна его диаметру.

Если провод, по которому течет ток, свить в катушку с числом витков w и площадью витка S, то магнитный поток Φ будет пересекать все витки катушки, образуя потокосцепление:

$$\Psi = w\Phi = w\mu\mu_0 HS,$$

где μ — относительная магнитная проницаемость; μ_0 — магнитная постоянная, равная $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Г/м. В соответствии с законом электромагнитной индукции изменение магнитного потока Φ, пронизывающего замкнутый контур, индуцирует в нем электродвижущую силу

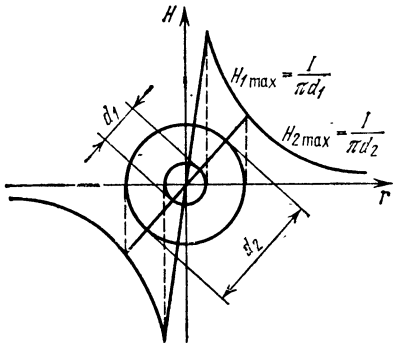


Рис. 3.1. Напряженность магнитного поля одиночного провода

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = -w\frac{d\Phi}{dt} \qquad (3\ 3)$$

Э. д. с., возникающая в замкнутом контуре, связана со скоростью изменения тока коэффициентом пропорциональности L, который характеризует способность электрической цепи препятствовать изменению тока в ней и является индуктивностью этой цепи,

$$e = L\,(di/dt). \qquad (3.4)$$

Сопоставив соотношения (3.3), (3.4) и выполнив интегрирование, определим индуктивность как отношение потокосцепления к току:

$$L = \Psi/I = \Phi w/I. \qquad (3.5)$$

Следовательно, для увеличения индуктивности конструкция токопровода должна обеспечивать наибольшее значение магнитного потока при заданном токе и наибольшее потокосцепление. Простейшей конструкцией токопровода является отрезок прямолинейного проводника круглого или прямоугольного сечения. График напряженности магнитного поля отрезка прямолинейного провода достаточно большой длины мало отличается от приведенного на рис. 3.1. Области магнитного поля внутри и снаружи проводника образуют соответственно внешнее $\Psi_в$ и внутреннее Ψ_i потокосцепление. Следовательно, индуктивность проводника состоит из двух слагаемых — внутренней и внешней индуктивности. Внутренняя индуктивность отрезка провода круглого сечения длиной $l_{пр}$ определяется выражением

$$L_i = \mu\mu_0 l_{пр}/8\pi. \qquad (3.6)$$

Внешняя индуктивность такого же отрезка провода, у которого длина существенно больше диаметра ($l_{пр} \gg d_0$), вычисляется по формуле

$$L_в = \frac{\mu_0 l_{пр}}{2\pi}\left(\ln\frac{4l_{пр}}{d_0} - 1\right). \qquad (3.7)$$

Обычно в радиотехнических цепях применяют медные провода, у которых $\mu = 1$. С учетом этого и в соответствии с уравнениями (3.6) и (3.7) полная индуктивность медного провода круглого сечения длиной $l_{пр}$ и диаметром d_0 равна

$$L = L_i + L_в = \frac{\mu_0 l_{пр}}{2\pi}\left(\ln\frac{4l_{пр}}{d_0} - 0{,}75\right). \qquad (3.8)$$

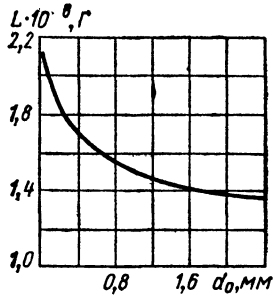


Рис. 3.2. Зависимость индуктивности провода длиной 1 м от его диаметра.

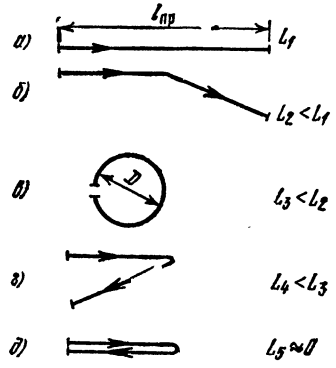


Рис. 3.3. Форма токопровода.

На рис. 3.2 изображен рассчитанный по этой формуле график зависимости индуктивности отрезка медного провода длиной 1 м от его диаметра. Как видно из рисунка, индуктивность провода уменьшается с ростом его диаметра. Это свойство широко используют в УКВ аппаратуре для уменьшения индуктивности соединительных проводников за счет увеличения их диаметра.

Индуктивность одиночного провода прямоугольного сечения со сторонами b и c определяется равенством

$$L = \frac{\mu_0 l_{пр}}{2\pi}\left(\ln\frac{2l_{пр}}{b+c} + 0{,}22\frac{b+c}{l_{пр}} + 0{,}5\right).$$

Из этого выражения следует, что для уменьшения индуктивности плоских, например печатных, проводников их целесообразно изготавливать возможно большей ширины.

Если одиночный проводник длиной $l_{пр}$ (рис. 3.3, *а*) согнуть в шлейф длиной $0{,}5\, l_{пр}$ (рис. 3.3, *г*), то его индуктивность уменьшится из-за встречного направления токов в соседних ветвях шлейфа. При сворачивании провода (рис. 3.3, *д*) суммарный магнитный поток, а следовательно, и индуктивность уменьшатся почти до нуля. Этот

принцип уменьшения индуктивности часто применяют для выполнения безындукционных обмоток при изготовлении проволочных резисторов. При сворачивании проводника длиной $l_{пр}$ в кольцо диаметром D (рис. 3.3, *в*) его индуктивность также уменьшается по сравнению с индуктивностью одиночного провода. Однако индуктивность кольца является наибольшей по сравнению с индуктивностями витка другой конфигурации, поскольку круглый виток охватывает наибольшую площадь, обеспечивая наибольшее потокосцепление. Индуктивность круглого плоского витка диаметром D из провода круглого сечения длиной $l_{пр}$ можно определить по формуле

$$L = \frac{\mu_0 D}{2}\left(\ln\frac{8D}{d_0} + \frac{\mu}{4} - 2\right) = \frac{\mu_0 l_{пр}}{2\pi}\left(\ln\frac{4l_{пр}}{d_0} - 2{,}2\right). \quad (3.9)$$

Индуктивность круглого витка из провода прямоугольного сечения шириной b определяется выражением

$$L = \frac{\mu_0 l_{пр}}{2\pi}\left(\ln\frac{4l_{пр}}{b+c} + \frac{c}{2b}\right). \quad (3.10)$$

При сворачивании проводника длиной $l_{пр}$ в несколько витков w одинакового диаметра образуется катушка, индуктивность которой можно определить как суммарную индуктивность витков с учетом взаимной индуктивности M между ними:

$$L = L_1 + L_2 + L_3 + \ldots + 2M_{12} + 2M_{23} + 2M_{13} + \ldots \quad (3.11)$$

Индексы при M указывают на взаимную индуктивность между первым и вторым, вторым и третьим, первым и третьим витками и т. д. Если известен коэффициент связи, который определяется равенством

$$k_{12} = M_{12}/\sqrt{L_1 L_2}, \quad (3\ 12)$$

то индуктивность катушки с произвольным числом витков можно определить по формуле

$$L = L_1[w + 2(w-1)k_{12} + 2(w-2)k_{13} + \ldots] \quad (3.13)$$

Коэффициент связи между витками, расположенными на расстоянии τ, в однослойной катушке можно определить выражением

$$k \approx \frac{\ln\left[\frac{4l_{пр}}{\pi w\tau}\left(1+\frac{6\tau\pi w}{16l_{пр}}\right)\right] - \left(2+\frac{\tau\pi w}{8l_{пр}}\right)}{\ln\left(\frac{4l_{пр}}{\pi w d_0}\right) - 2{,}2} =$$

$$= \frac{\ln\left(\frac{4D}{\tau}\left(1+\frac{6\tau}{16D}\right)\right) - \left(2+\frac{\tau}{8D}\right)}{\ln\left(\frac{4D}{d_0}\right) - 2{,}2}. \quad (3.14)$$

На рис. 3.4 изображены графики зависимости от числа витков индуктивности катушек, изготовленных из отрезка провода круглого сечения длиной 1 м диаметром 1 и 2 мм. Из рисунка видно, что при увеличении числа витков катушки, изготовленной из провода длиной 1 м, индуктивность ее сначала возрастает, достигая максимума, а затем уменьшается из-за понижения коэффициента связи между удаленными витками.

Индуктивность многовитковой катушки незначительно зависит от диаметра провода, так как определяется преимущественно взаимной индуктивностью между витками. Из-за трудности определения коэффициента связи формулу (3.13) обычно применяют для расчета индуктивности катушек с числом витков не более пяти-шести.

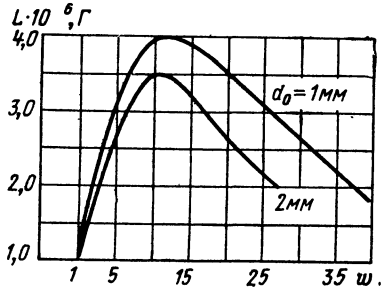


Рис. 3.4. Зависимость индуктивности катушек, изготовленных из провода длиной 1 м, от числа витков.

Рассмотрим катушку индуктивности, обмотка которой выполнена на замкнутом магнитопроводе с равномерным распределением витков по всей длине. В соответствии с законом Ома для замкнутой магнитной цепи выразим магнитный поток Ф через магнитное сопротивление магнитопровода $R_м$ и магнитодвижущую силу Iw:

$$\Phi_м = Iw/R_м. \tag{3.15}$$

Магнитное сопротивление неоднородного замкнутого неразветвленного магнитопровода можно вычислить как сумму магнитных сопротивлений n отдельных участков, которые определяются их длиной, сечением и магнитной проницаемостью материала:

$$R_м = \sum_{i=1}^{n} R_{мi} = \sum_{i=1}^{n} \frac{l_i}{\mu_0 \mu_i S_i}. \tag{3.16}$$

Подставив выражение для магнитного потока (3.15) в соотношение (3.5) с учетом формулы (3.16), получим

$$L = \frac{w^2}{R_м} = \mu_0 w^2 \Big/ \sum_{i=1}^{n} \frac{l_i}{\mu_i S_i}. \tag{3.17}$$

Для катушек с однородным замкнутым магнитопроводом $l_i = l_{ст}$, $\mu_i = \mu$, $S_i = S_{ст}$ и выражение для индуктивности принимает вид

$$L = \frac{\mu\mu_0 w^2 S_{ст}}{l_{ст}} = 4\pi\mu \frac{w^2 S_{ст}}{l_{ст}} \cdot 10^{-7}. \tag{3.18}$$

Таким образом, увеличение индуктивности катушки с замкнутым магнитопроводом может быть достигнуто за счет увеличения числа

витков, увеличения магнитной проницаемости и сечения магнитопровода, а также уменьшения его длины. В высокочастотных катушках замкнутый магнитопровод в большинстве случаев отсутствует. Поэтому индуктивность цилиндрической катушки оказывается ниже вычисленной по формуле (3.18). Для учета рассеяния магнитного потока на краях цилиндрической катушки в формулу (3.18) вводят поправочный коэффициент κ, который зависит от соотношения между диаметром D и длиной намотки $l_н$. Выразив площадь витка катушки через его диаметр и приняв $\mu = 1$, для катушек без сердечника выражение (3.18) представим в виде

$$L = [\pi^2 (D/l_н)\kappa] w^2 D \cdot 10^{-7}$$

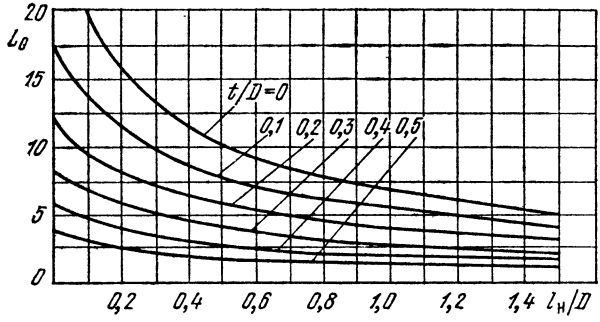


Рис. 3 5. Графики зависимости коэффициента L_0 от отношений $l_н/D$ и t/D.

или, обозначив выражение в квадратных скобках через L_0, получим

$$L = L_0 w^2 D \cdot 10^{-7}. \qquad (3.19)$$

Величина L_0 определяется конструкцией обмотки и зависит от соотношений между диаметром и длиной намотки, радиальной глубиной t и диаметром намотки. График зависимости поправочного коэффициента $L_0 = f(l_н/D; t/D)$ приведен на рис. 3.5 (для однослойных обмоток $t = 0$, для многослойных $D = D_н$). Соотношение (3.19) связывает индуктивность катушки с ее геометрическими размерами и является исходным для конструктивного расчета.

3.4. Конструкции катушек индуктивности

К факторам, определяющим конструкцию катушки, относятся номинальное значение индуктивности, область рабочих частот, стабильность, ток и напряжение на катушке, технологические и экономические требования и т. п.

Основными элементами катушек индуктивности являются: каркас, обмотка, сердечник и экран.

Каркас служит жестким основанием, на котором располагается обмотка. Наибольшее распространение получили цилиндрические каркасы с гладкой или ребристой поверхностью (рис. 3.6). Каркасы

целесообразно изготовлять из легкообрабатываемых материалов невысокой стоимости с минимальным произведением диэлектрической проницаемости на тангенс угла диэлектрических потерь, что обеспечивает незначительную собственную емкость и высокую добротность катушек.

Конструкция обмотки характеризуется числом витков, шагом намотки, количеством рядов, слоев, секций, выводов и отводов. Для крепления отводов и выводов обмотки в катушках индуктивности предусматриваются различные элементы — контакты, запрессованные в тело каркаса, выступы с отверстиями и т. п. (рис. 3.7). При выполнении обмотки методом вжигания элементы подсоединения

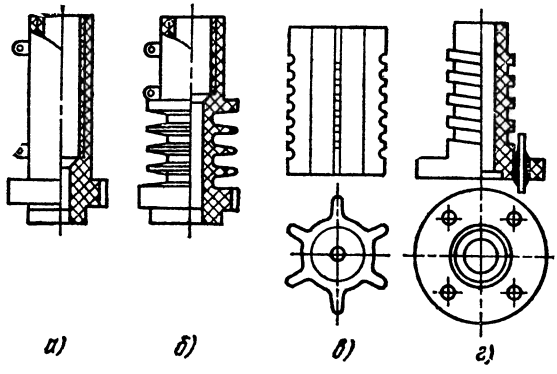


Рис. 3.6. Конструкции каркасов:
а — малогабаритный цилиндрический каркас; *б* — секционированный каркас; *в* — ребристый каркас; *г* — каркас с проточкой.

отводов к катушке выполняются в виде металлизированных площадок (рис. 3.7, *е*). Такое же крепление концов обмотки может производиться и в катушках, выполненных с натяжением провода (рис. 3.7, *ж*).

Все типы обмоток можно разделить на однослойные и многослойные. Как однослойные, так и многослойные обмотки характеризуются своим диаметром и длиной. При однослойной обмотке витки могут располагаться непосредственно друг возле друга (сплошная намотка) или на определенном расстоянии τ, которое называется шагом намотки (рис. 3.8). Катушки индуктивности могут выполняться с равномерным или неравномерным (прогрессивно увеличивающимся) шагом. Шаг намотки выбирается на основании различных конструктивных соображений. С одной стороны, при увеличении шага уменьшается магнитная связь между витками, что приводит к уменьшению индуктивности. С другой стороны, при этом вследствие уменьшения электрической связи понижается собственная емкость катушки. В катушках большой мощности шаг намотки выбирается из условия обеспечения электрической прочности между соседними витками. Расстояние между осями крайних витков катушки называется дли-

ной намотки. При известном числе витков и шаге геометрическая длина катушки определяется формулой

$$l_{н} = \tau (w - 1). \qquad (3.20)$$

При сплошной намотке не удается уложить витки вплотную. Для оценки разреженности намотки вводится коэффициент неплотности,

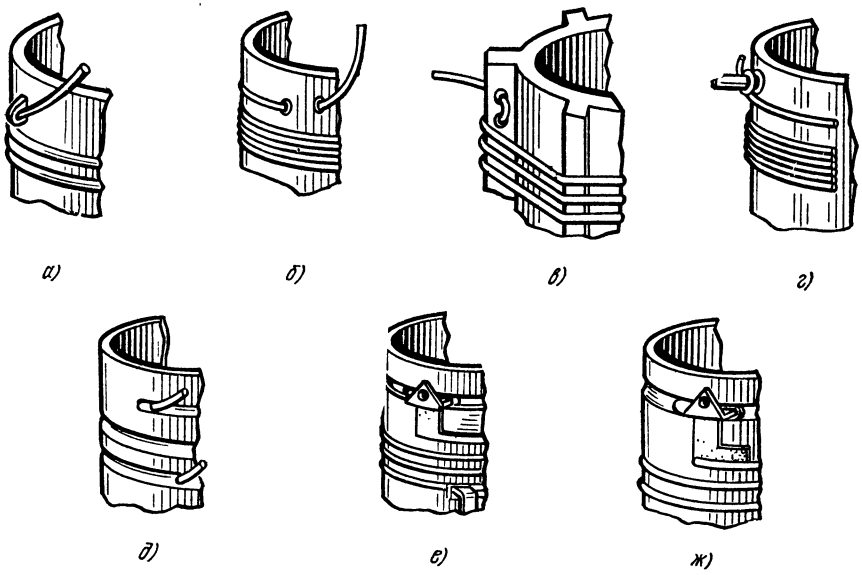


Рис. 3.7. Способы крепления выводов:
а, б, в, г — обмотка проводом; *д, е, ж* — обмотка вжиганием серебра.

который определяется отношением фактического расстояния между витками к минимально достижимому расстоянию, равному диаметру провода в изоляции $d_{из}$. При сплошной однослойной намотке геометрическая длина катушки определяется формулой $l_{н} = \alpha d_{из} (w - 1)$. Коэффициент неплотности намотки выбирается на основании экспериментальных данных в зависимости от технологии намотки и приведен в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Коэффициент неплотности намотки

Диаметр провода в изоляции $d_{из}$, мм	Не более 0,11	0,15. . .0,25	0,35. . .0,41	0,51. . .0,93	Более 1,0
Однослойная и многослойная рядовая намотка	1,3	1,25	1,2	1,1	1,05
Многослойная намотка «в навал»	1,45	1,4	1,35	1,2	1,15

Многослойные обмотки можно разделить на простые и сложные При выполнении простых обмоток витки на каркасе катушки укладываются правильными рядами «виток к витку» и хаотично «кучей» или «в навал». Геометрические размеры многослойных катушек (рис. 3.9) зависят от длины намотки $l_н$, внутреннего $D_{вн}$ и наруж-

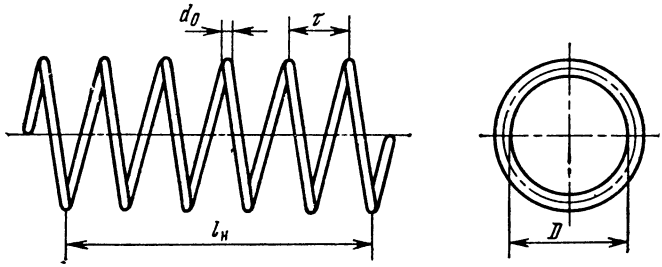


Рис. 3.8. Однослойная катушка с шагом.

ного $D_н$ диаметров, а также радиальной глубины намотки t, которая определяется выражением

$$t = (D_н - D_{вн})/2. \qquad (3.21)$$

Тип обмотки многослойной катушки индуктивности выбирается из условия уменьшения собственной емкости, для чего широко применяются универсальные обмотки (рис. 3.10). В таких обмотках витки укладывают по всей длине обмотки. Для этого провод по отношению к образующей каркаса располагают под некоторым углом φ, который называют углом отклонения (укладки). Перегиб провода называют переходом. Универсальная катушка характеризуется количеством переходов за один виток. При увеличении числа переходов и длины обмотки угол отклонения провода возрастает. Под действием силы натяжения провода в точке перегиба возникает усилие, что приводит к сползанию витков и разрушению обмотки при плохом коэффициенте трения между изоляцией проводов. Для провода

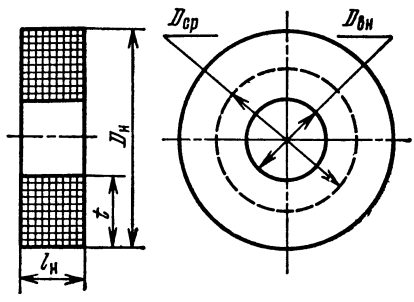


Рис. 3.9. Многослойная катушка.

Таблица 3.2

Зависимость угла отклонения от типа провода

Тип провода	ПЭЛ, ПЭВ, ПЭВР	ПШО, ПШД, ПЭЛШО	ЛЭШО, ЛЭШД
φ^0_{max}	17,5 . . . 19	19 . . . 21,5	23 . . . 26

каждого типа экспериментально устанавливается максимальный угол отклонения, величина которого приведена в табл. 3.2.

Из рис. 3.10, *а* можно определить зависимость числа переходов от угла отклонения

$$p = (\pi D_{вн}/l_н)\,\mathrm{tg}\,\varphi_{max}. \qquad (3.22)$$

Число переходов, вычисленное по этой формуле, округляется до ближайшего целого значения. При заданном максимальном угле φ_{max} повышение числа переходов достигается увеличением соотношения между диаметром каркаса и длиной намотки. Однако увели-

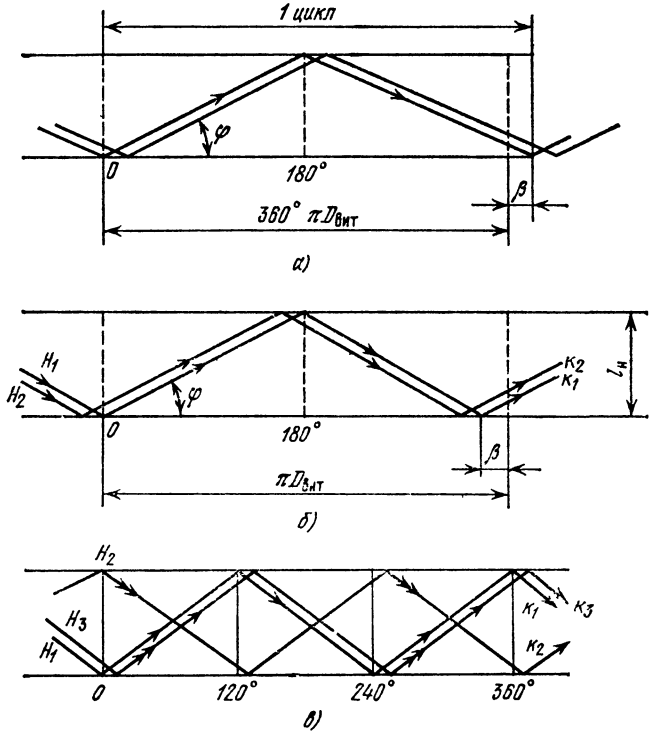


Рис. 3.10. Универсальная обмотка:
а — намотка с опережением, $p=2$; *б*, *в* — намотка с запаздыванием (*б*) $p=2$, *в*) $p=3$); *н* — начало витка; *к* — конец витка.

чение числа переходов вызывает возрастание длины витка провода, а следовательно, и увеличение потерь. Поэтому обычно число переходов выбирают от двух до шести.

Универсальные катушки характеризуются не числом витков, а количеством циклов. Под циклом понимают поворот катушки в процессе намотки, при котором провод, претерпев заданное число переходов p, возвращается в исходное положение на край намотки. Поскольку конец витка нельзя расположить точно в начале витка,

его смещают на некоторый угол β. При этом цикл намотки увеличивается (рис. 3.10, *а*) или уменьшается (рис. 3.10, *б*) на угол β, который называют угловым шагом или углом запаздывания (опережения). В соответствии с этим различают намотку с запаздыванием, когда цикл соответствует углу (360 + β)°, или намотку с опережением, когда цикл равен (360 — β)°. Угловой шаг можно определить выражением $\operatorname{tg}\beta = 2\tau/D_{вн}$. Число циклов, необходимое для выполнения универсальной намотки, рассчитывается по формуле $N_ц = w[1 \pm (\beta/360°)]$. Знак «плюс» соответствует намотке с запаздыванием, а «минус» — намотке с опережением.

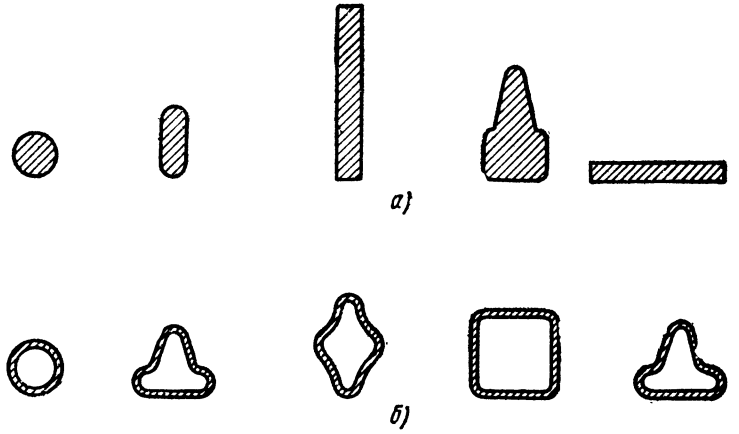


Рис. 3.11. Конфигурации сечений проводов:
а — сплошные; *б* — пустотелые.

Расчет углового шага и числа циклов необходим для определения передачи намоточного станка. Изготовление катушек с опережением или запаздыванием практически не сказывается на их электрических параметрах. Радиальная глубина универсальной намотки вычисляется по формуле

$$t = 2p\,d_{из}\,N_ц\,(\beta/360°). \qquad (3.23)$$

Для получения длинных катушек индуктивности применяют универсальную перекрестную намотку, при которой перегиб провода производится после укладки по ширине намотки нескольких витков. Количество витков в одном цикле универсальной перекрестной намотки может быть произвольным (один и более). Собственная емкость катушек с перекрестной намоткой выше, а добротность ниже, чем у катушек с универсальной намоткой. Обмотки катушек индуктивности выполняются из медных сплошных (рис. 3.11, *а*) или пустотелых (рис. 3.11, *б*) проводов различного сечения — круглого, прямоугольного, Т-образного и т. д. Для катушек малой мощности, как правило, применяются провода сплошного сечения. В катушках большой мощности используются провода как сплошные, так и пус-

тотелые. Пустотелые провода широко применяют для принудительного охлаждения катушек индуктивности.

Для обмоток применяются провода без покрытий или покрытые изоляционными материалами, обеспечивающими работу обмоток в широком интервале температур, влажности и механических воздействий. Для обмоток с шагом целесообразно использовать неизолированный медный провод типа МГМ, покрытый слоем серебра. Для однослойных и многослойных катушек могут быть применены провода ПЭВ-1, ПЭВ-2, ПЭВТЛ-1, ПЭВТЛ-2, ПЭВКЛ и др., обеспечивающие работу обмоток в интервале температур от —60 до +120° С.

Для изготовления бескаркасных катушек применяется провод ПЭВД с термопластическим покрытием и рабочей температурой до 105° С и провод марки ПЭТВТР ($t_{раб} \leqslant 130°$ С). Применение этих проводов позволяет избавиться от сложной технологической операции склеивания витков. Для уменьшения собственной емкости многослойных катушек индуктивности с универсальной обмоткой применяются преимущественно провода с дополнительной шелковой изоляцией ПЭЛШО, ПЭВШО и т. п. Для катушек, работающих в диапазоне частот ниже 1...1,5 МГц, используется провод литцендрат, который состоит из отдельных изолированных и перевитых между собой жил. К проводам этого типа относятся провода марок ЛЭШО и ЛЭШД, которые обеспечивают работу в интервале температур —60...+105° С.

3.5. Собственная емкость катушек индуктивности

Как и всякие реальные устройства, катушки индуктивности являются элементами с распределенными параметрами — индуктивностью, емкостью и сопротивлением.

Эквивалентная схема катушки индуктивности с учетом распределенных емкостей приведена на рис. 3.12. Если бы в катушке индуктивности отсутствовала распределенная емкость, то зависимость комплексного сопротивления катушки от частоты была бы линейной возрастающей функцией. Однако из-за распределенных емкостей зависимость сопротивления от частоты носит сложный характер (рис. 3.13). В диапазоне частот от нуля до f_0 сопротивление катушки имеет индуктивный характер, при $f = f_0$ оно становится чисто активным. Это частота называется собственной частотой катушки индуктивности. Емкость, которая совместно с индуктивностью катушки образует параллельный колебательный контур, настроенный на частоту f_0, называется собственной емкостью катушки. На частоте f_1 некоторая часть индуктивности катушки совместно с частью распределенных емкостей образует последовательный колебательный контур. Сопротивление катушки мало и носит чисто активный характер. На частоте f_2 другая часть индуктивности совместно с некоторыми распределенными емкостями образует новый параллельный колебательный контур и т. д. Таким образом, систему распределен-

ных емкостей катушки индуктивности можно заменить некоторой эквивалентной емкостью только в области низких частот.

Для понижения собственной емкости катушки необходимо уменьшать электрическую связь между витками обмотки и окружающими элементами конструкции, увеличивая расстояние между ними. Поскольку магнитное поле катушки пропорционально протекающему по ней току, а напряженность электрического поля между витками пропорциональна напряжению и обратно пропорциональна расстоянию между витками, уменьшить напряженность электрического поля между витками без уменьшения индуктивности можно только разнесением витков с максимальным напряжением. Этот прием

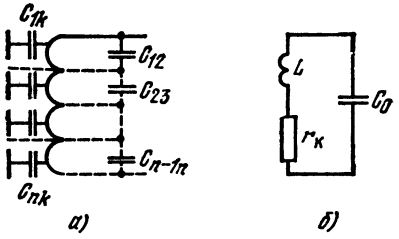


Рис. 3.12. Эквивалентная схема катушки индуктивности:
а — с учетом распределенных емкостей; *б* — с собственной емкостью и сопротивлением потерь.

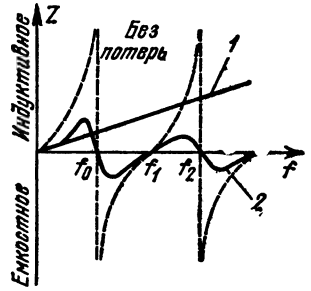


Рис. 3.13. Зависимость реактивного сопротивления катушки индуктивности от частоты:
1 — катушка без собственной емкости; *2* — реальная катушка.

является наиболее распространенным способом уменьшения собственной емкости. Поэтому катушки индуктивности с одинаковым числом витков, но различным взаимным расположением их обладают разной собственной емкостью.

Собственная емкость однослойных катушек индуктивности, намотанных без каркаса или на гладком цилиндрическом каркасе с невысокой диэлектрической проницаемостью, определяется выражением

$$C_0 = \pi D/8{,}3 \lg[(\tau/d_0) + \sqrt{(\tau/d_0)^2 - 1}]. \qquad (3.24)$$

В этом выражении емкость вычисляется в пикофарадах, если линейные размеры выражены в сантиметрах.

При намотке катушки индуктивности на каркасе ее собственная емкость определяется емкостью через воздух и через диэлектрик. Емкость через диэлектрик зависит от диэлектрической проницаемости каркаса, площади соприкосновения витков с каркасом и шага намотки. Для уменьшения емкости через диэлектрик выбирают материал каркаса с возможно меньшей диэлектрической проницаемостью, увеличивают шаг намотки и уменьшают площадь соприкосновения витков с каркасом. С этой точки зрения необходимо изго-

тавливать каркас с винтовой канавкой и располагать проводники так как показано на рис. 3.14, *б*, или выполнять намотку на ребристых, каркасах (рис. 3.6, *в*).

Собственную емкость однослойной катушки индуктивности с учетом диэлектрической проницаемости материала каркаса можно определить по формуле

$$C_\varepsilon = C_0 (1 + m\varepsilon),$$

а) *б)*

Рис. 3.14. Способы расположения витков ($C_а > C_б$).

где m — коэффициент, зависящий от типа намотки. Значения коэффициента m приведены в табл. 3.3.

Собственная емкость многослойных катушек индуктивности не поддается расчету. Обычно ее оценивают по опытным данным и аналогичным конструкциям. Собственную емкость многослойных катушек уменьшают секционированием и выполнением каждой секции универсальной намоткой.

Собственную емкость универсальной обмотки можно приближенно оценить, пользуясь эмпирической формулой

$$C_0 = \gamma (D_{ср} l_н)/3p^2 t \ [пФ], \qquad (3.25)$$

где γ — коэффициент, зависящий от изоляции провода ($\gamma = 3{,}7$ для проводов ПЭЛ, ПЭВ; $\gamma = 5$ для провода ЛЭШО); $D_{ср}$ — средний диаметр намотки, мм; p — число переходов провода; $l_н$ — длина намотки, мм; t — радиальная глубина намотки, мм.

Собственная емкость секционированной катушки уменьшается с увеличением расстояния между секциями. Если число секций в катушке n, а расстояние между секциями примерно равно ее ширине, то

$$C = C_{0c} (0{,}33n + 0{,}67)/n, \qquad (3.26)$$

где C_{0c} — собственная емкость секции.

Таблица 3.3

Значения коэффициента m

Тип намотки	Провод			
	круглый на гладком каркасе	плоский на ребрах нарезного каркаса	круглый в пазах	круглый в пазах каркаса
m	0,08	0,06	0,111	0,14

Чрезмерное увеличение числа секций уменьшает магнитную связь между ними и приводит к снижению индуктивности, которое приходится компенсировать увеличением числа витков, что вызывает рост собственной емкости. Поэтому число секций обычно не превышает пяти-шести.

3.6. Добротность катушек индуктивности, расчет диаметра провода

Добротность катушек индуктивности зависит от частоты ω, индуктивности L и сопротивления потерь $r_к$:

$$Q = \omega L / r_к. \tag{3.27}$$

Если бы сопротивление потерь в диапазоне частот было постоянным, то добротность катушки увеличивалась бы линейно с ростом частоты. Однако с повышением частоты сопротивление потерь возрастает, что приводит к уменьшению добротности. Сопротивление потерь состоит из многих компонент:

$$r_к = r_0 + r_{пов} + r_{бл} + r_э + r_ε + r_μ,$$

где r_0 — сопротивление провода постоянному току; $r_{пов}$ — сопротивление, обусловленное поверхностным эффектом; $r_{бл}$ — сопротивление, обусловленное эффектом близости; $r_э$ — сопротивление, обусловленное влиянием экрана; $r_ε$ — сопротивление потерь в диэлектрике; $r_μ$ — сопротивление, обусловленное потерями в сердечнике.

При переменном токе сопротивление проводника существенно возрастает, так как такой ток из-за поверхностного эффекта протекает преимущественно по наружной поверхности провода. Если по прямолинейному проводнику (рис. 3.15) протекает переменный электрический ток, то магнитные силовые линии поля H_1, расположенные внутри проводника, пересекают его левую и правую половины во взаимно противоположных направлениях. Выделим в левой и правой частях проводника некоторый условный замкнутый контур. В соответствии с законом Фарадея переменное магнитное поле, пересекая проводящий контур, наводит в нем э. д. с. самоиндукции. Под действием этой э. д. с. в контуре возникает вихревой ток, магнитное поле которого $H_в$ в соответствии с законом Ленца направлено навстречу наводящему магнитному полю H_1. Как видно из рис. 3.15, направление вихревого тока $I_в$ на поверхности проводника совпадает с током I_1, а внутри проводника ток I_1 и вихревой ток $I_в$ направлены навстречу друг другу. Таким образом, плотность тока в проводнике оказывается неодинаковой. В окрестностях, близких к оси провода, плотность тока мала и увеличивается при приближении к его поверхности (рис. 3.15). Очевидно, что при увеличении частоты э. д. с самоиндукции в соответствии с законом Фарадея возрастает, что приводит к увеличению вихревого тока и еще более неравномерному распределению плотности тока по сечению проводни-

ка. Расстояние от поверхности проводника, на котором плотность тока уменьшается в 2,71 раза по отношению к его плотности на поверхности, называется эффективной глубиной проникновения переменного тока, которая определяется формулой

$$X_{эф} = 5 \cdot 10^2 \sqrt{\rho/\mu f}, \qquad (3.28)$$

где $X_{эф}$ — глубина проникновения, м; ρ — удельное электрическое сопротивление, Ом·м; f — частота, Гц.

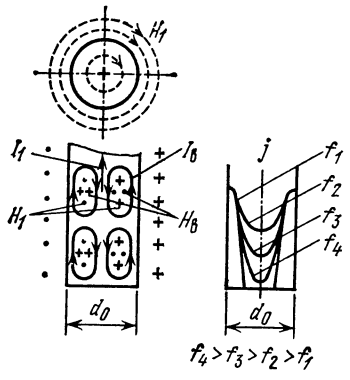


Рис. 3.15. К вопросу о верхностном эффекте.

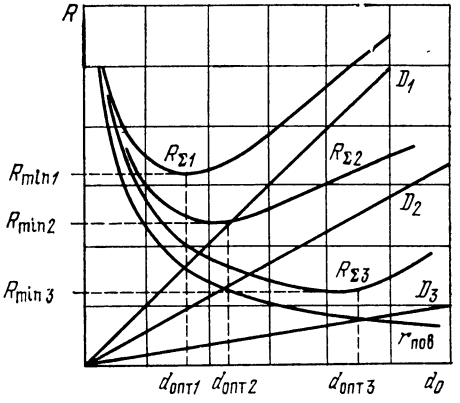


Рис. 3.16. Зависимость сопротивления провода катушки от его диаметра d_0 и диаметра намотки D.

Поскольку высокочастотный переменный ток протекает по кольцевой поверхности проводника, его сопротивление равно

$$r_{пов} \approx \rho \, (l_{пр}/X_{эф}\pi d_0).$$

Из этого выражения видно, что с увеличением диаметра провода сопротивление току высокой частоты уменьшается (рис. 3.16).

На сопротивление провода току высокой частоты оказывает влияние эффект близости, который обусловлен взаимным влиянием через магнитное поле близкорасположенных параллельных проводников. Рассмотрим шлейф, полученный из согнутого проводника (рис. 3.17, *а*). Пусть по проводнику протекает ток высокой частоты I_1. Очевидно, что магнитные поля ветвей шлейфа имеют взаимно противоположные направления (рис. 3.17, *б*) и пересекают проводники шлейфа в одном направлении (в отличие от взаимно противоположного направления магнитных полей при поверхностном эффекте). В осевом сечении проводника можно выделить множество условных контуров, в которых под действием наведенной э. д. с. возникает вихревой ток. Как следует из рис. 3.17, *а*, по внешней стороне шлейфа вихревой ток течет навстречу основному току в проводнике, а на внутренней стороне шлейфа направление токов совпадает. Следовательно, плотность тока на внешней стороне шлейфа уменьшается, а на внутренней возрастает (рис. 3.17, *г*). Так как

эффект близости и поверхностный эффект наблюдаются в линейной цепи, то к ним применим принцип суперпозиции (наложения). С учетом обоих эффектов распределение плотности тока в проводнике имеет вид, показанный на рис. 3.17, *в*.

С увеличением диаметра провода неравномерность плотности тока увеличивается и сопротивление провода повышается. Таким образом, при поверхностном эффекте с увеличением диаметра сопротивление провода уменьшается, а при эффекте близости воз-

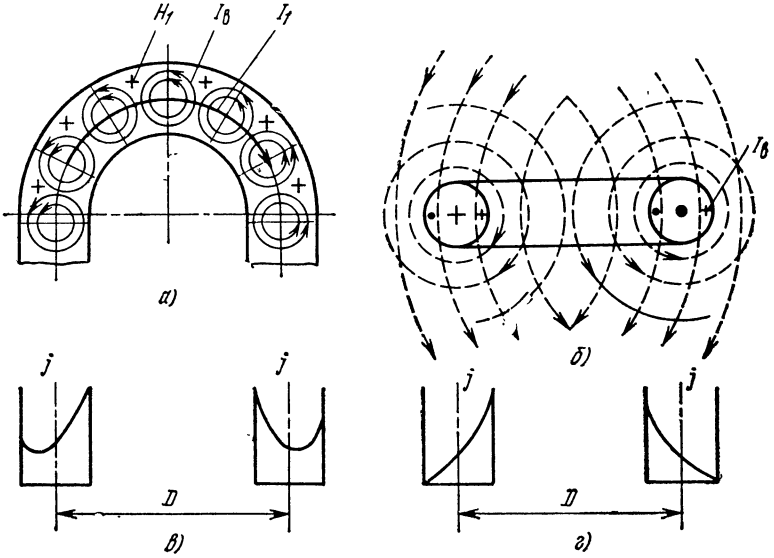


Рис. 3.17. К вопросу об эффекте близости.

растает. Зависимость сопротивления провода току высокой частоты от его диаметра и диаметра катушки определяется кривыми R_Σ на рис. 3.16. Диаметр провода, при котором его сопротивление минимально, называется оптимальным. С увеличением диаметра катушки эффект близости проявляется слабее, поэтому оптимальный диаметр провода увеличивается, а сопротивление, соответствующее оптимальному диаметру, уменьшается. В результате катушки большего размера, выполненные проводом оптимального диаметра, обладают большей добротностью.

Сопротивление провода току высокой частоты r_f на частотах до 7...10 МГц можно вычислить по формуле

$$r_f = r_0 [F(z) + (kwd_0/2D)^2 G(z)], \qquad (3.29)$$

где d_0 — диаметр провода без изоляции, см; D — диаметр однослойной катушки или наружный диаметр многослойной катушки, см; k — коэффициент, учитывающий влияние размеров катушки на эффект близости (рис. 3.18).

Параметр $F(z)$ учитывает увеличение сопротивления провода из-за поверхностного эффекта, а коэффициент $G(z)$ — из-за эффекта близости. Аргумент этих коэффициентов для медных проводов определяется выражением

$$z = 0{,}106\, d_0 \sqrt{f}, \tag{3.30}$$

где d_0 — диаметр провода, см; f — частота, Гц. Значения коэффициентов $F(z)$ и $G(z)$ приведены в табл. 3.4.

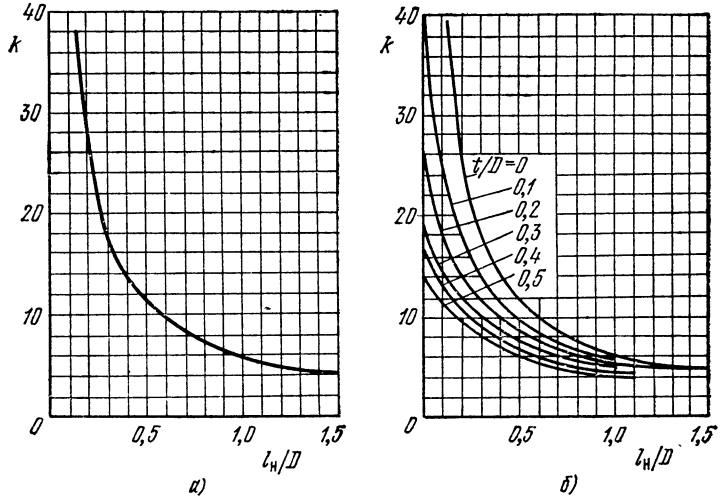


Рис. 3.18. Графики зависимости коэффициента k катушек:
а — однослойных; *б* — многослойных

Сопротивление провода однослойных катушек, работающих в диапазоне частот свыше 10 МГц, определяется соотношением

$$r_f = 0{,}525\,(Dw\sqrt{f}\cdot 10^{-3}/d_0)\ \ [\text{Ом}], \tag{3.31}$$

где f — частота, МГц.

Найденное по формулам (3.29), (3.31) сопротивление провода необходимо сравнить с сопротивлением $r_к$, которое вычисляется исходя из требуемого значения добротности. Если $r_к < r_f$, расчет повторяют, изменив марку провода и его диаметр.

Сопротивление провода типа литцендрат определяется выражением

$$r_f = r_0\{F(z) + [c/d_0^3 + (kw/2D)^2]n^2 dG(z)\},$$

где d — диаметр жилы, см; n — число жил; $d_0 \approx 1{,}35\, d\sqrt{n}$ — полный диаметр провода без наружной изоляции; c — коэффициент, зависящий от числа жил (табл. 3.5).

Для обеспечения максимальной добротности катушки индуктивности диаметр провода должен быть оптимальным. Расчет оптималь-

Таблица 3.4

Значения коэффициентов $F(z)$ и $G(z)$

z	$F(z)$	$G(z)$	z	$F(z)$	$G(z)$	z	$F(z)$	$G(z)$
0,1	1,0	$15\cdot10^{-7}$	2,6	1,201	0,318	12,0	4,50	2,0
0,2	1,0	$25\cdot10^{-7}$	2,8	1,256	0,363	13,0	4,86	2,17
0,3	1,0	$1\cdot10^{-4}$	3,0	1,318	0,405	14,0	5,21	2,35
0,4	1,0	$4\cdot10^{-4}$	3,2	1,385	0,444	15,0	5,56	2,53
0,5	1,0	0,001	3,4	1,456	0,481	16,0	5,92	2,70
0,6	1,001	0,002	3,6	1,529	0,516	17,0	6,27	2,88
0,7	1,001	0,0037	3,8	1,603	0,550	18,0	6,62	3,06
0,8	1,002	0,0063	4,0	1,678	0,584	19,0	6,97	3,23
0,9	1,003	0,0101	4,2	1,75	1,618	20,0	7,33	3,41
1,0	1,005	0,0152	4,4	1,83	0,652	30,0	10,90	5,18
1,1	1,008	0,022	4,6	1,90	0,686	40,0	14,40	6,95
1,2	1,011	0,0306	4,8	1,97	0,720	50,0	17,90	8,17
1,3	1,015	0,0413	5,0	2,04	0,755	60,0	21,50	10,50
1,4	1,020	0,0541	5,4	2,18	0,826	70,0	25,00	12,30
1,5	1,026	0,0691	5,8	2,32	0,896	80,0	28,50	14,00
1,6	1,033	0,0863	6,2	2,46	0,967	90,0	32,10	15,80
1,7	1,042	0,106	6,6	2,60	1,04	100,0	35,60	17,80
1,8	1,052	0,127	7,0	2,74	1,11			
1,9	1,064	0,149	8,0	3,09	1,29			
2,0	1,078	0,173	9,0	3,45	1,46			
2,2	1,111	0,221	10	3,80	1,64			
2,4	1,151	0,271	11	4,15	1,82			

ного диаметра производится графоаналитическим методом в следующем порядке:

1. Вычисляют вспомогательный коэффициент

$$z' = z/d_0 = 0{,}106\sqrt{f}. \tag{3.32}$$

2. Пользуясь графиками на рис. 3.18, определяют поправочный коэффициент $k = \varphi\,(l_н/D)$.

3. Находят вспомогательный параметр

$$\psi = (kw/2z'D)^2. \tag{3.33}$$

4. Определяют величину $z_{опт} = \varphi(\psi)$, пользуясь кривыми на рис. 3.19. Если величина вспомогательного параметра $\psi > 2000$, то $z_{опт}$ рассчитывают по формуле

$$z_{опт} = 2/\sqrt[6]{2\psi};$$

при $\psi < 0{,}3$

$$z_{опт} = \sqrt{2/\psi} + 0{,}71.$$

5. По найденному значению $z_{опт}$ находят оптимальный диаметр провода

$$d_{опт} = z_{опт}/z'. \tag{3.34}$$

Таблица 3.5

Значения коэффициента c

n	3,0	7,0	9,0	15	19	27	Более 27
c	1,55	1,815	1,84	1,88	1,9	1,92	2,0

После определения оптимального диаметра провода рассчитывают сопротивление провода току высокой частоты по формулам (3.29) и (3.31). Если при оптимальном диаметре провода добротность катушки индуктивности получается ниже заданной, следует увеличить диаметр катушки.

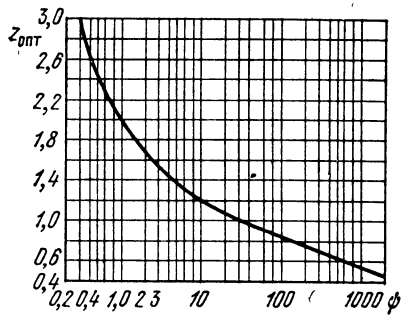


Рис. 3.19. График зависимости $z_{опт}$ от параметра ψ.

Оптимальный диаметр провода катушек, работающих в диапазоне частот, определяется на средней частоте диапазона. Это обеспечивает наибольшее постоянство добротности катушки в диапазоне частот. Оптимальный диаметр провода типа литцендрат рассчитывают обычным методом, но вспомогательный параметр ψ определяют по формуле

$$\psi = (n^2/z'^2)[(c/d_0^2) + (k^2w^2/4D^2)].$$

Для однослойных катушек с шагом оптимальный диаметр провода с достаточной точностью вычисляется по формуле

$$d_{опт} = \tau/1{,}4[1 + 0{,}1l_н/D].$$

При выполнении намотки плоской лентой, укладываемой широкой стороной, оптимальную ширину ленты для катушки с отношением длины намотки к диаметру $l_н/D = 2{,}5$ можно определить как $d_{опт} = 0{,}85\tau$. Таким образом, для расчета оптимального диаметра провода необходимо точно знать геометрические размеры катушки, которые могут быть вычислены только при известном диаметре провода. Поэтому как расчет размеров катушки, так и расчет оптимального диаметра ведут методом последовательных приближений. Задаваясь ориентировочно диаметром провода, вычисляют число витков и диаметр провода, затем конструктивные размеры катушки и уточняют оптимальный диаметр.

На добротность катушек индуктивности в области высоких частот влияют и потери в диэлектрике, которые могут быть рассчитаны по формуле

$$r_е = 0{,}25C_{0\,д}\ \mathrm{tg}\ \delta_в \cdot L^2 f \cdot 10^{-3}\ [\text{Ом}], \qquad (3.35)$$

где $C_{0д}$ — емкость через диэлектрик, пФ; L — индуктивность, мкГ, f — частота, МГц; δ_ε — угол потерь в диэлектрике. В многослойных катушках индуктивности потери в диэлектрике определяются в основном потерями в изоляции проводов, так как электрическое поле катушки сконцентрировано преимущественно внутри обмотки.

Расчеты и эксперименты показывают, что наибольшей добротностью обладают катушки с вполне определенными соотношениями размеров. Например, в однослойных неэкранированных катушках $(l_н/D)_{опт} = 0{,}4...0{,}6$, в однослойных экранированных катушках $(l_н/D)_{опт} = 0{,}8 \ldots 1{,}2$, в плоских печатных катушках $(t/D_{ср})_{опт} = 0{,}4...0{,}7$, в многослойных катушках $(t/D_{вн})_{опт} = 0{,}25 \ldots 1{,}0$ и $(l_н/D_{ср})_{опт} = 0{,}3...0{,}4$. Отклонение от указанных соотношений приводит к незначительному понижению добротности.

Влияние сопротивлений, обусловленных экранами и сердечниками катушек, рассматривается ниже.

3.7. Конструктивный расчет катушек индуктивности

Создание оптимальной конструкции катушек индуктивности является довольно сложной задачей из-за противоречивого характера предъявляемых к ним требований и состоит из нескольких этапов: выбор материалов и обоснование конструкции; расчет числа витков, диаметра провода; определение конструктивных размеров и уточнение электрических параметров катушки. Выбор материалов и конструкции катушки индуктивности производится исходя из требований, изложенных в § 3.4.

Число витков однослойной обмотки можно определить по формуле (3.19), если известен диаметр и длина намотки:

$$w = \sqrt{L \cdot 10^3 / L_0 D}, \tag{3.36}$$

где D в см; L в мкГ.

Диаметром намотки обычно задаются, выбрав каркас из имеющихся на предприятии или учитывая возможность его изготовления. Однако длина намотки при неизвестном числе витков является величиной неопределенной. Поэтому расчет катушки ведут методом последовательных приближений, задавая ориентировочно длину намотки $l_н$ и определяя коэффициент L_0 по графику рис. 3.5. Если задаться, кроме того, диаметром провода в изоляции $d_{из}$, то число витков катушки с однослойной намоткой можно рассчитать по методу, предложенному В. А. Волговым [3]. Умножим и разделим правую часть выражения (3.19) на $l_н^2 D^2$. Получим

$$L = L_0 w^2 \, (l_н^2 D^3 / l_н^2 D^2) \cdot 10^{-3}. \tag{3.37}$$

Величину $w/l_н$ обозначим через w_0. Она определяет количество витков, приходящихся на единицу длины намотки. Произведение $L_0 \, (l_н/D)^2$ обозначим через p_0. Очевидно, что значение p_0, как и L_0, определяется соотношением длины и диаметра намотки (рис. 3.20).

С учетом принятых обозначений выражение (3.37) можно представить в виде

$$L = p_0 w_0^2 D^3 \cdot 10^{-3}. \quad (3.38)$$

Из этой формулы следует

$$p_0 = L \cdot 10^3 / w_0^2 D^3. \quad (3.39)$$

Пользуясь этими соотношениями, расчет числа витков однослойных катушек можно выполнить в следующем порядке:

1) задавшись на основе опытных данных диаметром провода в изоляции $d_{из}$ [мм] и определив по табл. 3.1 коэффициент неплотности намотки α, вычислить число витков, приходящееся на один сантиметр намотки:

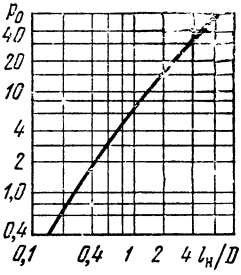


Рис. 3.20. График зависимости коэффициента p_0 от отношения $l_н/D$.

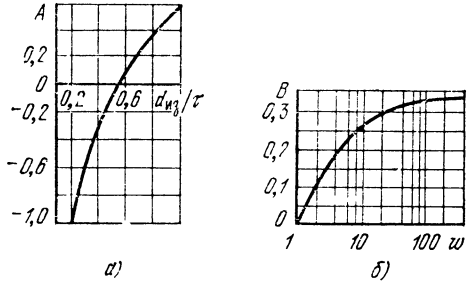


Рис. 3.21. Графики зависимости коэффициентов A и B.

$$w_0 = 10/\alpha d_{из}; \quad (3.40)$$

2) задавшись диаметром намотки D при известной индуктивности катушки, по формуле (3.39) вычислить параметр p_0;

3) по графику зависимости $p_0 = \varphi(l_н/D)$ (рис. 3.20) определить отношение длины намотки к диаметру $(l_н/D)$;

4) по диаметру D вычислить длину намотки $l_н = D(l_н/D)$;

5) определить число витков катушки индуктивности $w = w_0 l_н$;

6) определив число витков после первого приближения, рассчитать фактическую индуктивность катушки $L_{факт} = L_0 w^2 D \cdot 10^{-3}$. Величину коэффициента L_0 найти по графику на рис. 3.5 для $t = 0$. Если полученная величина индуктивности незначительно (до 10%) отличается от заданной, то скорректировать количество витков, пользуясь формулой

$$w_к = w\sqrt{L/L_{факт}}. \quad (3.41)$$

Если расхождение превышает 10%, то сделать второе приближение можно, уточнив $d_{из}$ и $l_н$ по результатам первого приближения. В приведенных выше соотношениях $d_{из}$ выражено в миллиметрах, $l_н$ и D в сантиметрах, индуктивность в микрогенри.

Приведенная методика пригодна для расчета однослойных катушек со сплошной намоткой. Индуктивность однослойной катушки с шагом можно вычислить по формуле

$$L_{ш} = L - \Delta L = L - 2\pi w D\,(A + B)\cdot 10^{-3}, \qquad (3.42)$$

где L — индуктивность катушки, вычисленная по формуле (3.19); A — поправочный коэффициент, зависящий от отношения $(d_{из}/\tau)$ (рис. 3.21, *а*); B — поправочный коэффициент, зависящий от числа витков (рис. 3.21, *б*).

Для расчета числа витков катушки, наматываемой с шагом, предварительно по приведенной ранее методике определяют количество витков катушки без шага. По графикам на рис. 3.21 определяют поправочные коэффициенты A и B, а затем вычисляют фактическую величину индуктивности $L_{ш}$. Количество витков корректируют, пользуясь выражением (3.41).

Конструктивный расчет многослойных катушек выполняют также методом последовательных приближений. Задавшись ориентировочно размерами катушки $l_{н}$, $D_{н}$ и t, находят отношения $t/D_{н}$ и $l_{н}/D_{н}$. По графикам на рис. 3.5 определяют коэффициент L_0, а по формуле (3.36) вычисляют количество витков. Задавшись диаметром провода в изоляции $d_{из}$ и выбрав коэффициент неплотности намотки, проверяют укладку провода. Для простой рядовой намотки и намотки «в навал» вычисляют количество витков в слое $w_{сл} = l_{н}/\alpha d_{из}$. Затем определяют количество слоев $m = w/w_{сл}$ и радиальную глубину намотки $t = \alpha m d_{из}$. Радиальную глубину универсальной намотки вычисляют по формуле (3.23). Если радиальная глубина намотки отличается от первоначально выбранной более чем на 10%, то делают второе приближение, уточнив t, $l_{н}$ и $D_{н}$ по результатам первого приближения. Если отличие составляет не более 10%, то вычисляют фактическую индуктивность, а затем корректируют количество витков по формуле (3.41).

Дальнейшим этапом расчета катушек индуктивности является определение диаметра провода по методике, изложенной в § 3.6.

Проектирование однослойных катушек индуктивности большой мощности имеет свои особенности. Диаметр провода таких катушек определяют по величине тепловых потерь с единицы поверхности обмотки. При естественном воздушном охлаждении величина удельных потерь $P_{п\,уд} = 500 \ldots 1000$ Вт/м^2. Определим величину потерь с единицы поверхности охлаждения, считая, что вследствие поверхностного эффекта токопроводящее сечение $S_{пр} = \pi d_0 X_э$,

$$P_{п\,уд} = I^2 r / S_{охл} = I^2 \rho / \pi^2 d_0^2 X_э.$$

Подставив в это выражение значение глубины проникновения высокочастотных токов для медного провода $X_э = 67\cdot 10^{-3}/\sqrt{f}$, получим $P_{п\,уд} = 2{,}6\cdot 10^{-8} I^2\sqrt{f}/d_0^2$. Отсюда $d_0 \geqslant 1{,}6\cdot 10^{-4} I\sqrt[4]{f}/\sqrt{P_{п\,уд}}$.

После вычисления диаметра провода определяют шаг намотки, который зависит от вида аппаратуры и выбирается из условия электрической прочности. Максимальная напряженность электрического

поля для стационарной аппаратуры составляет $E = 15$ кВ/см, для передвижной $E = 5...10$ кВ/см, для высотной $E = 1{,}5...2$ кВ/см. Выбрав величину максимальной напряженности электрического поля E_{max} и зная напряжение на катушке при известном диаметре провода, можно определить шаг намотки $\tau = 1{,}67 \cdot U_{max}/E_{max} + d_0$. Дальнейший расчет числа витков и геометрических размеров катушки проводят обычным методом. После определения всех конструктивных размеров катушки вычисляют сопротивление провода токам высокой частоты r_f. Если оно не превышает заданного значения, то расчет считается законченным. В противном случае необходимо увеличивать диаметр катушки или сечение провода.

3.8. Катушки индуктивности с сердечниками

В катушках индуктивности применяются магнитные и немагнитные сердечники. Катушки конструируют обычно так, чтобы обеспечить возможность перемещения сердечника или подстроечного элемента сердечника относительно катушки. Это обеспечивает регулировку индуктивности, что позволяет устранить погрешности, обусловленные неточностью изготовления катушек, разбросом параметров сердечников и т. п.

Магнитные сердечники катушек индуктивности изготовляются из магнитодиэлектриков и ферритов. Основными материалами для изготовления магнитодиэлектриков являются карбонильное железо и альсифер. Промышленностью выпускается порошок карбонильного железа двух классов: класса P, состоящего из трех групп — Р-10, Р-20, Р-100, предназначенный для работы в радиотехнических цепях, и класса П, состоящего из двух групп — Пс и ВКЖ, предназначенный для работы в цепях проводной связи. Магнитодиэлектрики на основе порошка карбонильного железа (табл. 3.6) имеют малое значение тангенса угла диэлектрических потерь и почти постоянную магнитную проницаемость в широком диапазоне частот, мало подвержены влиянию температуры и старению.

Альсифер является сплавом на основе алюминия, кремния и железа (Al, Si, Fe). Особенностью альсифера является отрицательное значение температурного коэффициента магнитной проницаемости, что широко используется для создания термокомпенсированных сердечников. Из альсифера изготовляются сердечники преимущественно тороидальной формы. Сердечники из альсифера, предназначенные для работы в области радиочастот, маркируются буквами РЧ, высоких частот — ВЧ, низких частот — ТЧ, третья буква К указывает на термокомпенсированную магнитную проницаемость. Для работы в области средних и длинных волн предназначен альсифер РЧ-9, в области коротких волн — альсифер РЧ-6. Для ферровариометров применяется альсифер ФИ-25. Магнитодиэлектрики из альсиферов марок РЧ-6, РЧ-9 и ФИ-25 имеют худшие электромагнитные параметры, чем из карбонильного железа. Их применение определяется необходимостью создания термокомпенсированных кату-

Таблица 3.6

Электромагнитные параметры порошкообразного карбонильного железа (ГОСТ 13610—68)

Марка	Начальная магнитная проницаемость, $\mu_н$	Коэффициент потерь			$\alpha_\mu \cdot 10^6$, 1/град
		$\delta_г \cdot 10^9$, м/А	$\delta_в \cdot 10^9$, 1/Гц	$\delta_п \cdot 10^3$	
Р-10	10...11	2,5...3,75	2,0...4,0	0,15...0,25	150...200
Р-20	10...11	1,85...3,14	1,5...3,5	0,05...0,1	100...150
Р-100	9...10	1,25...1,85	0,5...1,2	0,05...0,1	50...100
Пс	9,5	1,5	2,0	0,2	+50...—50
ВКЖ	21	4,6	6,7	0,85	240

шек индуктивности и экономической целесообразностью. Основные параметры магнитодиэлектриков на основе альсифера приведены в табл. 3.7.

Для изготовления магнитодиэлектрических сердечников используют порошки карбонильного железа и альсифера с размерами зерен от единиц до десятков микрометров. Порошок магнитного материала смешивают с диэлектриками и прессуют как обычную пластмассу. Каждая ферромагнитная частица сердечника оказывается окруженной слоем диэлектрика. Чем меньше размеры зерен, тем меньше потери в сердечнике на вихревые токи и, следовательно, сердечник является более высокочастотным. Однако с уменьшением размеров частиц в сердечнике понижается содержание магнитного материала и магнитная проницаемость уменьшается. Связывающими диэлектриками служат бакелитовые и фенолформальдегидные смолы, полистирол и стеклоэмали.

Таблица 3.7

Электромагнитные параметры альсиферов и ферритов

Марка	Начальная магнитная проницаемость, $\mu_н$	$\alpha_\mu \cdot 10^6$, 1/град	Коэффициент потерь			$f_{гр}$, кГц
			$\delta_г \cdot 10^9$, м/А	$\delta_в \cdot 10^9$, 1/Гц	$\delta_п \cdot 10^3$	
РЧ-6	6	—100	3,6	2,0	0,4	$5 \cdot 10^4$
РЧ-9	9	—100	9,6	3,0	0,7	$(2...3) \cdot 10^3$
ФИ-25	20...24	±150	42	30	1,0	$1 \cdot 10^3$
ТЧ	55...95	—(400...600)	60...90	250...1000	2,0...3,0	10...50
ТЧК	50...60	—150...+150	62	250	2,0	10
ВЧ	20...35	—200	25	85	1,2	100
ВЧК	20...25	—50...+150	15	12	1,2	100
Феррит						
100-НН	100	400	90	4	5	10^4
400-НН	400	2000	750	20	10	$5 \cdot 10^3$
1000-НН	1000	5000	37500	1500	50	150

Ферриты представляют собой полупроводниковую магнитную керамику, полученную обжигом прессованной смеси солей или окислов двухвалентных металлов с цинком и кадмием. Ферриты имеют общую химическую формулу $MeO \cdot M \cdot Fe_2O_3$ (Me — двухвалентный металл Ni, Mn, Mg, Fe, Co, Cu и т. д., M — металл Zn или Cd). Достоинством ферритов является высокая магнитная проницаемость (до 6000) и большое удельное сопротивление ($10^{10}...10^{11}$ Ом·м), что способствует малым потерям на вихревые токи. Ферриты обладают дезаккомодацией, т. е. магнитная проницаемость их изменяется без каких-либо внешних воздействий. С этим явлением связано старение ферритов, что вызывает понижение индуктивности катушек на 2...10% в год.

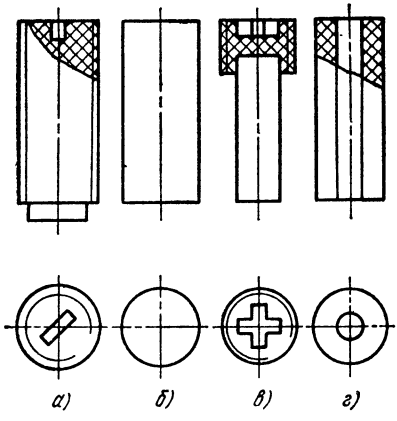


Рис. 3.22. Сердечники с незамкнутым магнитопроводом.

По конструкции сердечники катушек индуктивности делятся на сердечники с замкнутым и незамкнутым магнитопроводом. Сердечники с незамкнутым магнитопроводом могут быть цилиндрические, пластинчатые, трубчатые, катушечные (рис. 3.22, *а — г*). Цилиндрические сердечники из карбонильного железа бывают трех типов: *Р* — резьбовые; *С* — стержневые; *Т* — трубчатые. Сердечники маркируются буквенно-цифровыми обозначениями. Например, РМ3×5 — сердечник с резьбой М3 длиной 5 мм; С3×10 — сердечник стержневой диаметром 3 мм и длиной 10 мм; Т9,3×3,2×10 — сердечник трубчатый, внешний диаметром 9,3 мм внутренний 3,2 мм, длина 10 мм.

Сердечники из ферритов выполняются в виде стержней без резьбы и маркируются буквенно-цифровыми обозначениями, например СС1,2×10,СС1, 6×12 и т. д. Сочетание букв СС означает сердечники стержневые. Первое число указывает диаметр, а второе — длину сердечника в миллиметрах.

Сердечники с незамкнутым магнитопроводом конструктивно выполняются так, чтобы, перемещая их вдоль оси катушки, можно было изменять индуктивность. Для этого сердечники изготовляются с резьбой или вклеиваются в изоляционные втулки, снабженные резьбой и шлицом. Сердечники ввинчиваются в центральное отверстие каркаса катушки и после ее настройки фиксируются мастикой или резиновой нитью. Трубчатая конструкция позволяет пропускать сквозь сердечник нить ручного привода перемещения сердечника, например в ферровариометрах.

Сердечники с замкнутой магнитной цепью изготовляются в виде тороидальных колец круглого или прямоугольного сечения. Катушки с такими сердечниками имеют минимальные габариты и макси-

мальную индуктивность. Разновидностью сердечников с замкнутым магнитопроводом являются броневые сердечники, которые состоят из двух чашек с внутренним керном (рис. 3.23, *а*). Между внутренними кернами сердечника может быть сделан зазор путем укорочения кернов одной или двух чашек. Для подгонки индуктивности в сердечниках броневой конструкции предусматривается центральное осевое отверстие с резьбой, в которое ввинчивается цилиндрический сердечник—подстроечник. Изменение его положения относительно

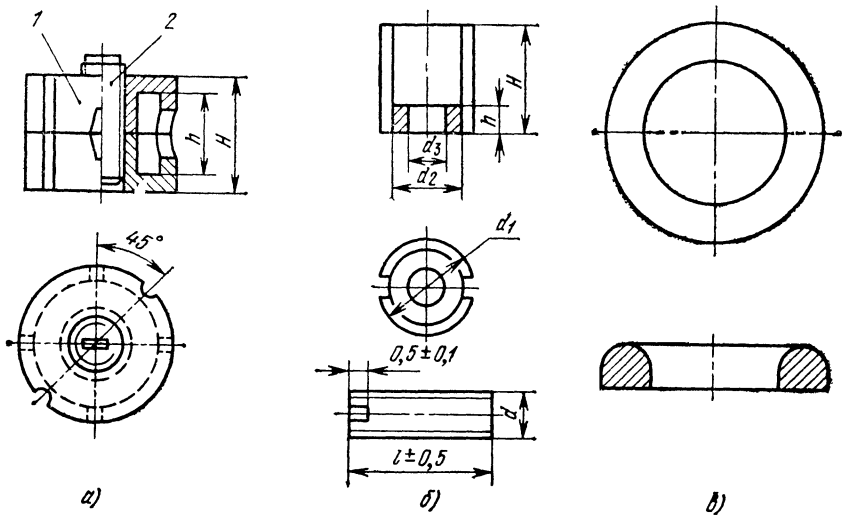


Рис. 3.23. Сердечники с замкнутым магнитопроводом:
а — броневой сердечник (*1* — чашка с резьбой, *2* — подстроечник); *б* — сердечник типа Ч; *в* — тороидальный сердечник.

чашек обеспечивает регулировку индуктивности в пределах ± 10 ... 15%. Броневые сердечники из ферритов обозначаются буквами Б и Ч.

Магнитные сердечники характеризуются действующей магнитной проницаемостью, степенью увеличения добротности катушки при наличии сердечника, диапазоном рабочих частот, величиной потерь и стабильностью.

Действующая магнитная проницаемость сердечника определяется отношением индуктивности катушки с сердечником L_c к индуктивности этой же катушки, но без сердечника L:

$$\mu_д = L_c/L. \qquad (3.43)$$

Она зависит от магнитной проницаемости материала, частоты, конструкции сердечника, соотношений между диаметром катушки и диаметром сердечника, длиной катушки и длиной сердечника $\mu_д = \varphi(\mu; D_к/D_c; l_н/l_c; f)$. Действующая магнитная проницаемость сердечника всегда меньше магнитной проницаемости материала.

Только в катушках с равномерной обмоткой и тороидальным сердечником $\mu_д$ соответствует начальной магнитной проницаемости материала. Действующая магнитная проницаемость сердечников понижается с ростом отношений $D_к/D_с$ и $l_н/l_с$. Это объясняется меньшим использованием магнитных свойств сердечника. Отношение действующей магнитной проницаемости сердечника к проницаемости материала называется коэффициентом использования магнитных свойств $k_\mu = \mu_д/\mu$. Очевидно, что для тороидальных сердечников $k_\mu = 1$. Для сердечников других конструкций $k_\mu < 1$.

При введении сердечника в катушку ее индуктивность увеличивается в $\mu_д$ раз. При этом в ней возникают дополнительные потери $r_с$, обусловленные сердечником. Поэтому

$$Q_с = \frac{\mu_д \omega L}{r_к + r_с} = \frac{\omega L}{r_к}\left(\frac{\mu_д}{1+(r_с/r_к)}\right) = Q\frac{\mu_д}{1+(r_с/r_к)} \approx \sqrt{\mu_д}\,Q. \quad (3.44)$$

Экспериментальные измерения добротности катушек индуктивности с сердечниками показывают, что добротность их возрастает приблизительно в $\sqrt{\mu_д}$ раз. С ростом частоты значение $\mu_д$ понижается, а сопротивление $r_с$ возрастает и добротность катушек падает. Частота, при которой $Q_с/Q = 1$, называется граничной частотой сердечника $f_{гр}$.

Величина, обратная добротности, называется тангенсом угла магнитных потерь

$$\operatorname{tg}\delta_\mu = 1/Q_с.$$

Сопротивление потерь в сердечнике обусловлено потерями на гистерезис $r_г$, потерями на вихревые токи $r_в$ и потерями на магнитное последействие $r_п$:

$$r_с = r_г + r_в + r_п.$$

Тангенс угла магнитных потерь сердечника определяется равенством

$$\operatorname{tg}\delta_\mu = \operatorname{tg}\delta_г + \operatorname{tg}\delta_в + \operatorname{tg}\delta_п.$$

Потери на гистерезис обусловлены затратой энергии на перемагничивание и определяются площадью петли гистерезиса, объемом сердечника и частотой. Потери на вихревые токи вызваны расходом энергии на нагрев сердечника при возникновении в металлических зернах магнитодиэлектрика вихревых токов. Потери на магнитное последействие обусловлены микровихревыми токами, возникающими при смещении границ доменов в области начального намагничивания. Величина этих потерь зависит от дисперсии магнитного материала и его химического состава. Величину сопротивления, обусловленного потерями в сердечнике с замкнутым магнитопроводом, при заданной частоте и напряженности магнитного поля можно определить по величине коэффициентов потерь магнитного материала на гистерезис $\delta_г$, вихревые токи $\delta_в$ и магнитное последействие $\delta_п$:

$$r_с = \omega\mu_д L\,(\delta_г H + \delta_в f + \delta_п). \quad (3.45)$$

Для сердечников с незамкнутым магнитопроводом величина сопротивления потерь определяется аналогичным соотношением с учетом коэффициента использования магнитных свойств k_μ:

$$r_c = \mu_д \omega L \, (k_\mu^2 \delta_г H + k_\mu \delta_в f + k_\mu \delta_п). \qquad (3.46)$$

В катушках индуктивности, работающих в слабых магнитных полях, например в радиоприемных устройствах, величина потерь на гистерезис оказывается пренебрежимо малой, так как $H \approx 0$.

Конструктивному расчету катушек индуктивности с сердечниками предшествует выбор типа сердечника. При этом руководствуются рабочим диапазоном частот, тангенсом угла потерь, действующей магнитной проницаемостью, температурным коэффициентом магнитной проницаемости и т. п. Действующая магнитная проницаемость

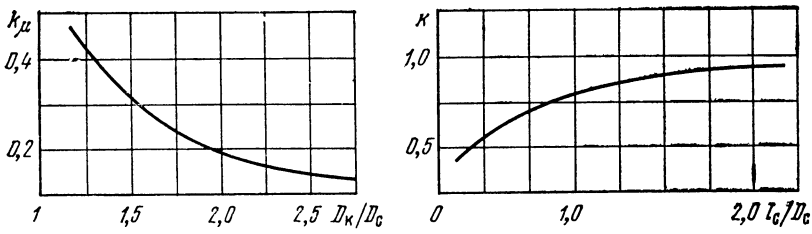


Рис. 3.24. Графики зависимости коэффициентов k_μ и κ для расчета действующей магнитной проницаемости.

сердечника определяется расчетным, экспериментальным путем или выбирается по таблицам. Ориентировочно величина $\mu_д$ может быть рассчитана по формуле $\mu_д = \mu \kappa k_\mu$. Значения коэффициента использования магнитных свойств k_μ и поправочного коэффициента κ выбираются по графикам рис. 3.24. По заданной величине индуктивности катушки определяют индуктивность катушки без сердечника $L = L_{зад}/\mu_д$ и производят конструктивный расчет катушки в соответствии с методикой, изложенной в § 3.7. При известных коэффициенте использования магнитных свойств и коэффициентах потерь материала по формуле (3.46) вычисляют сопротивление потерь r_c. По формуле (3.44) находят добротность катушки с сердечником.

Немагнитные сердечники из латуни или меди применяются преимущественно для подстройки катушек индуктивности в пределах 3....5% в области коротких и ультракоротких волн. Немагнитный сердечник можно рассматривать как короткозамкнутый виток, обладающий магнитной связью с катушкой. Поэтому индуктивность катушки уменьшается на величину $\Delta L_{вн}$, а сопротивление потерь возрастает на величину $\Delta r_{вн}$ (вносимые индуктивность и сопротивление из сердечника в катушку). В результате

$$L_c = L - \Delta L_{вн}. \qquad (3.47)$$

Величина вносимой индуктивности определяется выражением

$$\Delta L_{вн} = L_c \omega^2 M^2 / (r_c^2 + \omega^2 L_c^2), \qquad (3.48)$$

а вносимого сопротивления — формулой

$$\Delta r_{вн} = r_c\omega^2 M^2/(r_c^2 + \omega^2 L_c^2). \qquad (3.49)$$

Добротность катушки индуктивности с немагнитным сердечником понижается из-за уменьшения индуктивности и увеличения сопротивления потерь

$$Q_c = \omega\,(L - \Delta L_{вн})/(r_к + \Delta r_{вн}). \qquad (3.50)$$

Поэтому для уменьшения влияния немагнитного сердечника на добротность катушки необходимо изготавливать сердечник из материалов с хорошей проводимостью — меди, латуни и т. п.

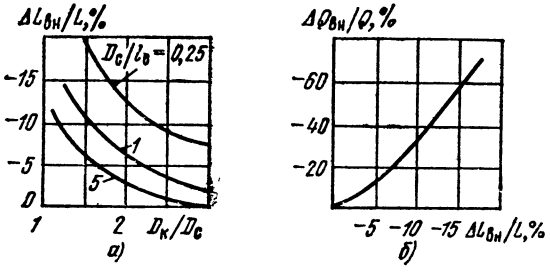


Рис. 3.25. Влияние немагнитного сердечника:

а — зависимость относительного изменения индуктивности от отношения $D_к/D_c$; *б* — зависимость относительного изменения добротности от отношения $\Delta L_{вн}/L$

Параметры катушек индуктивности с немагнитными сердечниками можно оценить экспериментально или по кривым, приведенным на рис. 3.25. С помощью этих кривых можно ориентировочно определить размеры немагнитного сердечника.

3.9. Экранированные катушки индуктивности

Катушки индуктивности с незамкнутыми магнитными сердечниками обладают довольно значительным внешним электромагнитным полем, которое обусловливает связь между отдельными контурами. Во многих случаях такая связь является паразитной. Для ее уменьшения применяется экранирование. Степень экранирования характеризуется коэффициентом экранирования, под которым понимают отношение напряженности поля катушки без экрана к напряженности поля той же катушки с экраном

$$k_э = H/H_э. \qquad (3.51)$$

Конструктивно электромагнитный экран выполняется в виде металлического закрытого с одной или с обеих сторон цилиндра или прямоугольного параллелепипеда, внутрь которого помещается катушка индуктивности (рис. 3.26). Катушку индуктивности и экран можно представить эквивалентной схемой (рис. 3.27, *а*), на которой экран изображен в виде короткозамкнутой катушки с индуктив-

ностью $L_э$ и сопротивлением $r_э$. Под действием напряжения, приложенного к катушке, в ней возникает ток, отстающий от напряжения на угол, близкий к 90° (рис. 3.27, *б*). Ток $I_к$ вызывает совпадающий с ним магнитный поток $\Phi_к$. Магнитный поток $\Phi_к$, пересекая экран, индуцирует в нем э. д. с. $E_э$, отстоящую на 90° от магнитного потока $\Phi_к$. Под действием индуцированной э.д.с. в экране возникает вихревой ток $I_э$, отстающий от $E_э$ на угол ψ, зависящий от реактивного

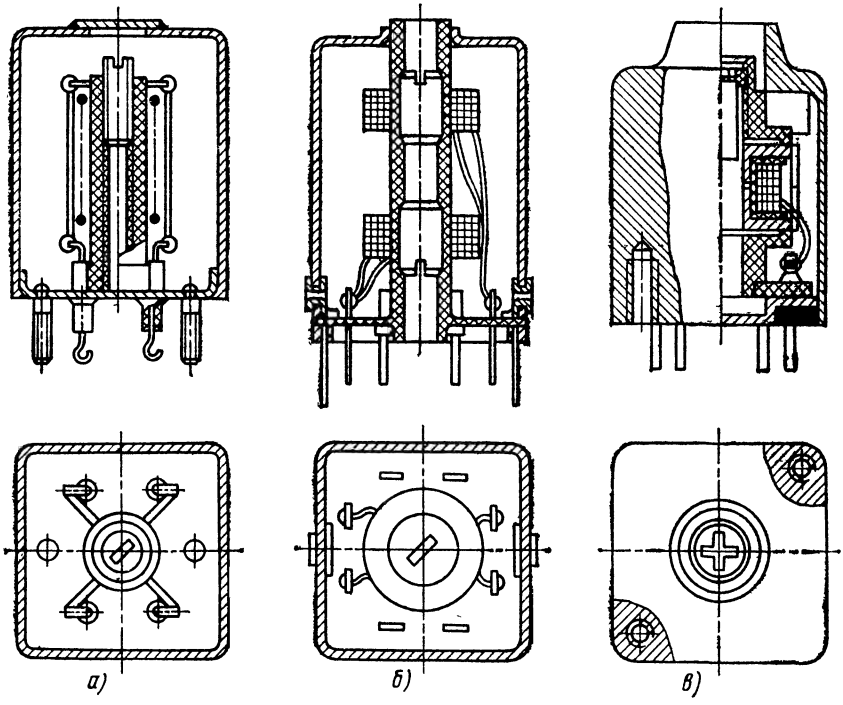


Рис. 3.26. Конструкции экранированных катушек индуктивности:
а — герметизированная, *б* — негерметизированная катушка; *в* — катушка с сердечником типа СБ.

и активного сопротивлений экрана: $\psi = \text{arctg}\,(\omega L_э/r_э)$. С током $I_э$ по направлению совпадает магнитный поток $\Phi_э$, направленный по закону Ленца так, чтобы уменьшить создающий его поток $\Phi_к$. Таким образом, вне экрана действует магнитный поток $\Delta\Phi_{вн}$, равный геометрической сумме магнитного потока катушки и экрана: $\Delta\Phi_{вн} = \Phi_к + \Phi_э$. Поскольку магнитные потоки $\Phi_э$ и $\Phi_к$ имеют противоположное направление, то результирующий магнитный поток экранированной катушки существенно меньше, чем неэкранированной. Результирующий магнитный поток тем меньше, чем ближе к 180° угол между $\Phi_к$ и $\Phi_э$, т. е. чем меньше активное сопротивление экрана вихревым токам и больше индуктивность экрана $L_э$. Для уменьшения активного сопротивления в качестве материала экрана применяют

материалы с хорошей проводимостью — алюминий, медь и т. п. Повышение индуктивности экрана достигается увеличением его размеров.

Индуктивность катушки с экраном можно представить в виде двух слагаемых — собственной индуктивности катушки L и индуктивности, вносимой экраном в катушку $\Delta L_э$. Индуктивность, вносимая экраном в катушку, вычисляется по формуле (3.48), если положить

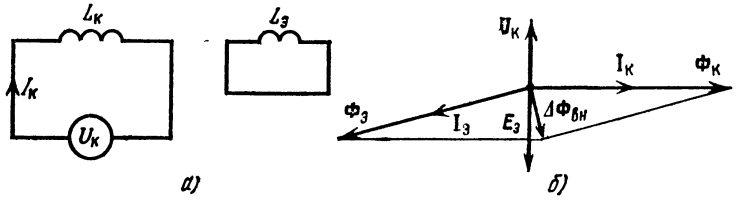


Рис. 3.27. Экранированная катушка:
а — эквивалентная схема; *б* — векторная диаграмма.

$r_с = r_э$ и $L_с = L_э$. Обычно для хорошего экрана выполняется соотношение $\omega L_э \gg r_э$. Поэтому $\Delta L_э \approx (M/L_э)^2 L_э \approx -k^2 L$ или относительное уменьшение индуктивности $\Delta L_э/L = -k^2$, где k — коэффициент связи между катушкой и экраном. С учетом этого соотношения индуктивность экранированной катушки можно представить формулой

$$L_{эк} = L + \Delta L_э = L\,(1 - k^2). \quad (3.52)$$

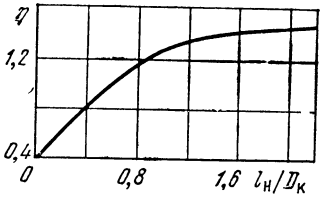


Рис. 3.28. Зависимость коэффициента η от отношения $l_н/D_к$.

Таким образом, расчет индуктивности экранированной катушки сводится к определению коэффициента связи между катушкой и экраном, который для экранированных однослойных и тонких многослойных катушек выражается формулой

$$k^2 = \eta\,(D_к/D_э)^3, \quad (3.53)$$

где $D_к$ — диаметр катушки; $D_э$ — диаметр экрана; η — коэффициент зависящий от отношения геометрических размеров катушки (рис. 3.28).

Расчет коэффициента связи между экраном и катушкой с многослойной намоткой большой глубины производят по эмпирической формуле

$$k^2 = (D'/D_э)^3/L_{0к}L_{0э}\,[1 + (l_э/D_э)^2], \quad (3.54)$$

где $L_{0к}$, $L_{0э}$ — коэффициенты L_0 для катушки и экрана (определяются по графикам рис. 3.5); D' — приведенный диаметр катушки, равный

$$D' = \sqrt[3]{(D_к^3 + D_э^3)/2}.$$

Активное сопротивление, вносимое экраном в катушку индуктивности, определяется выражением (3.49). Приняв, как и ранее, $r_э \ll \omega L_э$ и представив $M = k\sqrt{LL_э}$, получим $\Delta r_{вн} = k^2 L r_э / L_э$.

Добротность экранированной катушки индуктивности можно определить по формуле (3.50)

$$Q_{эк} = \frac{\omega (L - \Delta L_э)}{r_к + \Delta r_{вн}} = \frac{\omega L (1 - k^2)}{r_к + \Delta r_{вн}}.$$

Подставив в это соотношение выражение для $\Delta r_{вн}$ и $\Delta L_э$, после выполнения некоторых очевидных преобразований получим

$$Q_{э\,к} = Q_э Q (1 - k^2)/(Q_э + Qk^2),$$

где $Q_э = \omega L_э / r_э$ — добротность экрана.

Из этого соотношения следует, что добротность экранированной катушки ниже, чем неэкранированной. Чем выше добротность экрана и чем ниже коэффициент связи между экраном и катушкой, тем меньше влияние экрана на добротность катушки. Добротность экрана в значительной степени определяется проводимостью материала, глубиной проникновения вихревых токов и геометрическими размерами экрана. Для повышения степени экранирования и уменьшения влияния экрана его целесообразно изготавливать из материалов с высокой проводимостью. Толщина стенок экрана обычно выбирается в пределах 0,3...1,0 мм из условия механической прочности и особого значения не имеет, так как вихревые токи в экране протекают лишь по тонкому поверхностному слою. В экранах недопустимо наличие швов и паек, расположенных перпендикулярно направлению вихревых токов, что резко уменьшает добротность экрана. Форма экрана особого значения не имеет, но прямоугольная форма предпочтительнее круглой, так как обеспечивает более полное использование объема аппаратуры. Для расчета индуктивности катушки в прямоугольном экране в формулу (3.53) вводят эквивалентный диаметр $D_э = 1{,}2a$ (a — размер наименьшей стороны поперечного сечения экрана).

При введении катушки в экран ее магнитное поле искажается. Это вызывает изменение составляющей сопротивления провода, обусловленной эффектом близости. Сопротивление провода экранированной катушки току высокой частоты без учета вносимого сопротивления можно определить, пользуясь выражением

$$r_{f\,э} = r_0 [F(z) + (1 - k^2)(kwd_0/2D_к)^2 G(z)].$$

В ряде случаев сопротивление, обусловленное эффектом близости, уменьшается настолько существенно, что добротность экранированной катушки возрастает по сравнению с добротностью той же катушки без экрана. Для уменьшения влияния экрана на параметры катушки индуктивности необходимо по возможности увеличивать соотношение между диаметром экрана и катушки. При проектировании экранированных катушек обычно допускается ухудшение параметров не более чем на 10%. Для обеспечения этого условия выби-

рают соотношение между диаметром экрана и катушки $D_э/D_к = 1{,}6...2{,}5$ для однослойных и $D_э/D_к = 1{,}5...1{,}8$ для многослойных катушек. Для высококачественных стабильных катушек выбирают $D_э/D_к > 2{,}5$. Уменьшить влияние экрана на катушку индуктивности можно введением между катушкой и экраном кольцеобразных сердечников из ферритов и магнитодиэлектриков или размещением катушки в сердечниках типа Ч.

Расчет экранированных катушек выполняют в следующем порядке: 1) выбирают отношение $D_э/D_к = 1{,}5...2{,}5$; 2) задав отношение $l_н/D_к$, по графику рис. 3.28 определяют параметр η; 3) по формулам (3.53) и (3.54) вычисляют коэффициент связи k; 4) определяют индуктивность катушки без экрана $L = L_{эк}/(1 - k^2)$; 5) производят расчет катушки по методике, изложенной в § 3.7.

3.10. Стабильность катушек индуктивности

Наибольшее влияние на характеристики катушек оказывает температура, под действием которой изменяются индуктивность, сопротивление и собственная емкость Из формулы (3.18) можно получить выражение для температурного коэффициента индуктивности

$$\alpha_L = \frac{\Delta L}{L\Delta t} = \frac{2\Delta D_к}{D_к \Delta t} - \frac{\Delta l_н}{l_н \Delta t} + \frac{\Delta \mu_д}{\mu_д \Delta t} = 2\alpha_D - \alpha_{l_н} + \alpha_\mu, \qquad (3.55)$$

Первое слагаемое соответствует температурному коэффициенту линейного расширения (ТКЛР) диаметра намотки, второе — ТКЛР длины намотки и третье — температурному коэффициенту магнитной проницаемости. Слагаемые α_D и $\alpha_{l_н}$ в сумме образуют геометрическую составляющую температурного коэффициента индуктивности. Для цилиндрических катушек, индуктивность которых определяется выражением (3.19), температурный коэффициент индуктивности можно вычислить по формуле

$$\alpha_L = \alpha_D + (\alpha_D - \alpha_{l_н})\pi^2/(\pi^2 + L_0), \qquad (3.56)$$

где L_0 выбирается по графику рис. 3.5.

Для повышения стабильности каркасы катушек изготовляют из материалов с малым ТКЛР и применяют специальные виды намоток: намотку с натяжением провода усилием, составляющим до 0,6 от усилия разрыва; намотку горячим проводом; намотку вжиганием серебра в керамику с последующим наращиванием меди; приклеивание проводника обмотки к каркасу стеклоэмалью. Намотка с натяжением или нагревом провода не обеспечивает высокой стабильности из-за недостаточной упругости медных проводов. Значительно лучшими характеристиками обладают обмотки, выполненные вжиганием с последующим наращиванием меди. Недостатками этого метода являются сложность технологического процесса, ухудшение изоляционных свойств каркаса при гальваническом осаждении меди, рыхлость проводника. В результате добротность таких катушек почти на 20% меньше добротности катушек из обычного провода.

Наилучшие параметры обеспечивает метод приклеивания провода к каркасу. Провод намотки, уложенный на каркас, предварительно посыпают стеклоэмалевой пудрой, которая после оплавления при температуре 600...700° С прочно приклеивает провод к каркасу. Стеклоэмаль имеет характеристики, близкие к параметрам керамики, и практически не ухудшает электрических свойств катушки.

Воздействие температуры приводит к изменению удельного сопротивления обмотки, так как для меди $\alpha_\rho = 4{,}3 \cdot 10^{-3}$ 1/град. Вследствие этого меняется глубина проникновения высокочастотного тока, что эквивалентно изменению диаметра витка обмотки. Нестабильность, обусловленная изменением характера распределения плотности тока под воздействием температуры, называется высокочастотной составляющей ТКИ, которая зависит от диаметра катушки и материала провода обмотки. Ориентировочно высокочастотную составляющую ТКИ можно определить через добротность катушки

$$\alpha_{L_f} = k \cdot 10^{-3}/Q, \qquad (3.57)$$

где k = 1...1,5 для катушек с плоским проводом; k = 2 для катушек с круглым проводом. Нестабильность собственной емкости обычно пересчитывают в нестабильность индуктивности α_{C_L}, которая зависит от соотношения между собственной емкостью и емкостью контура $C_к$:

$$\alpha_{C_L} = \alpha_{C_0} C_0/(C_0 + C_к).$$

Величина температурного коэффициента собственной емкости однослойной катушки определяется выражением

$$\alpha_{C_0} = \alpha_к - \frac{(\alpha_к - \alpha_п)(\tau/d_0)}{\operatorname{arch}[(\tau/d_0)\sqrt{(\tau/d_0)^2 - 1}]} + \frac{m\varepsilon}{1 + m\varepsilon}\alpha_\varepsilon. \qquad (3.58)$$

Из этого соотношения видно, что нестабильность собственной емкости зависит от ТКЛР каркаса $\alpha_к$, температурного коэффициента диэлектрической проницаемости α_ε и ТКЛР провода $\alpha_п$. В катушках, в которых обмотка выполняется металлизацией, вторым слагаемым соотношения (3.58) можно пренебречь, так как $\alpha_к \approx \alpha_п$.

ТКИ многослойных катушек значительно больше, чем однослойных. В многослойных катушках невозможно устранить изменение диаметра витков под действием температуры. Это приводит к смещению витков и необратимым изменениям индуктивности. Понижение ТКИ многослойных катушек достигается пропиткой витков клеящими составами с малым ТКЛР. После отвердевания составов обмотку обволакивают влагозащитным компаундом. ТКИ многослойных катушек обычно не рассчитывают, а определяют экспериментально или оценивают на основе аналогичных конструкций.

Если в катушке применяется сердечник с замкнутым магнитопроводом, то $\mu_д \approx \mu$. В этом случае нестабильность магнитной проницаемости по существу определяет стабильность катушки, поскольку температурный коэффициент магнитной проницаемости существенно превосходит остальные составляющие ТКИ. Для повышения

стабильности катушек с замкнутым магнитопроводом, например с сердечниками типа Б, в него вводят немагнитный зазор. При этом несколько уменьшается действующая магнитная проницаемость, но стабильность катушек индуктивности увеличивается. При малых зазорах температурный коэффициент действующей магнитной проницаемости можно вычислить по формуле

$$\alpha_{\mu_д} = \alpha_\mu/[1 + (l_з/l_с)(1 + \mu)].$$

Экранирование катушек также снижает их стабильность. Под действием температуры меняются геометрические размеры экрана, его сопротивление и глубина проникновения вихревых токов. ТКИ экранированной катушки можно определить выражением

$$\alpha_{L_э} = \alpha_L - \alpha_э = \alpha_L - [3\eta D_к^3 (\alpha_к - \alpha_э)]/D_э^3[1 - \eta_э (D_к/D_э)^3]. \quad (3.59)$$

Первое слагаемое характеризует ТКИ катушки без экрана, а второе — степень влияния экрана. Составляющая, характеризующая влияние экрана, зависит от ТКЛР диаметра намотки и экрана. Если $\alpha_э = \alpha_к$, то экран на стабильность катушки не влияет. Однако точно выполнить условие $\alpha_к = \alpha_э$ не удается. Приблизиться к этому условию можно, изготовив экран из того же материала, что и каркас катушки, т. е. из керамики, с последующим меднением и серебрением внутренней поверхности.

Для повышения стабильности катушек применяется термокомпенсация с помощью дополнительного немагнитного, например медного, сердечника, размещенного в объеме катушки. При увеличении температуры диаметр сердечника увеличивается, он располагается ближе к виткам, уменьшая тем самым индуктивность, которая возрастает при увеличении диаметра обмотки.

Для защиты катушек от влаги применяется пропитка, заливка, обволакивание и герметизация. Электрические параметры катушек при всех способах влагозащиты ухудшаются, поскольку диэлектрическая проницаемость и тангенс угла потерь защитных покрытий обычно выше, чем воздуха. Поэтому пропиточные материалы должны обладать минимальной диэлектрической проницаемостью, малым тангенсом угла потерь, а также хорошими пропитывающими свойствами и должны противостоять температурным воздействиям без образования трещин и пор. Наилучшая защита катушек достигается их полной герметизацией (рис. 3.26, *а*). Для этого катушка устанавливается в металлический корпус-экран, который закрывается крышкой и пропаивается по всему периметру. Для подгонки индуктивности в корпусе предусматриваются отверстия, которые после регулировки запаиваются пробками.

3.11. Расчет взаимной индуктивности

Как и индуктивность любой цепи, взаимная индуктивность определяется отношением потокосцепления взаимной индукции одной цепи к току другой. Если ток I_2 одной катушки индуктивности вызы-

вает магнитный поток $\Phi_{M_{12}}$, пересекающий витки другой катушки с числом витков w_1, то взаимная индуктивность цепей определяется выражением

$$M_{12} = w_1 \Phi_{M_{12}} / I_2. \qquad (3.60)$$

Если магнитный поток $\Phi_{M_{12}}$ определить через магнитодвижущую силу и магнитное сопротивление между двумя катушками, расположенными на одном замкнутом тороидальном магнитопроводе, то ве-

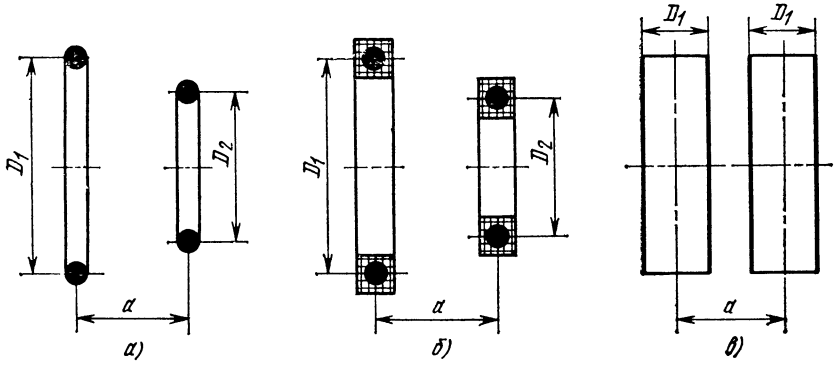


Рис. 3.29. К расчету взаимной индуктивности.

личину взаимной индуктивности между ними можно представить в виде

$$M_{12} = 4\pi\mu \frac{w_1 w_2 S \cdot 10^{-7}}{l_c} = \pi^2 \mu \frac{w_1 w_2 D^2 \cdot 10^{-7}}{l_c}. \qquad (3.61)$$

Из этого отношения видно, что взаимная индуктивность пропорциональна произведению числа витков обеих катушек, диаметру витков и обратно пропорциональна длине магнитопровода.

Определение магнитного сопротивления цепи, по которой проходит магнитный поток, охватывающий витки двух произвольно расположенных катушек, является сложной задачей. Поэтому расчет взаимной индуктивности производится графоаналитическим методом. Взаимная индуктивность между смежными коаксиальными витками (рис. 3.29, *а*) разного диаметра, расположенными на расстоянии a, вычисляется по формуле

$$M_0 = D_1 \varphi \cdot 10^{-7}. \qquad (3.62)$$

В этом соотношении φ — коэффициент, зависящий от соотношения диаметров коаксиальных витков и расстояния между ними. Его значения приведены на графике рис. 3.30. Выражение (3.62) является исходным для расчета взаимной индуктивности между разными катушками. Для катушек с малым сечением и расстоянием a, большим диаметра витка, с числом витков w_1 и w_2 (рис. 3.29, *б*) взаимная индуктивность может быть рассчитана по формуле $M = w_1 w_2 M_0$, где

M_0 — взаимная индуктивность между витками, расположенными в центре катушки, рассчитанная по формуле (3.62).

Взаимная индуктивность между катушками (рис. 3.29, *в*) определяется выражением

$$M = 0{,}6\omega_1\omega_2 D_1^4 \cdot 10^{-7}/a^3. \qquad (3.63)$$

Обычно задачей конструктивного расчета является обеспечение требуемой величины взаимной индуктивности. Для этого по заданной величине взаимной индуктивности определяется коэффициент

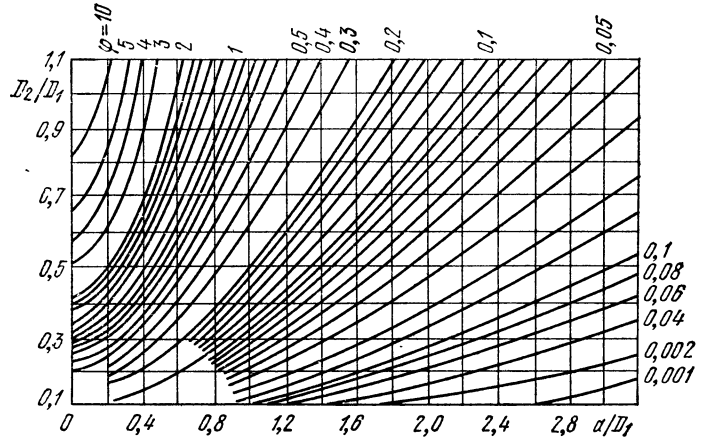


Рис. 3.30. График зависимости коэффициента φ.

φ, а затем при заданном отношении диаметров катушек по графикам рис. 3.30 находят отношение a/D_1 и вычисляют расстояние между катушками

$$a = D_1\,(a/D_1). \qquad (3.64)$$

3.12. Печатные катушки индуктивности

Печатные катушки индуктивности имеют небольшую индуктивность (7...10 мкГ), изготовляются методом печатного монтажа в виде плоских спиралей различной конфигурации на электроизоляционном основании. Из выражения для индуктивности проводника прямоугольного сечения видно, что увеличить индуктивность печатной катушки можно за счет уменьшения ширины проводника. Однако опыт показывает, что изготовление проводников шириной менее 40 мкм нецелесообразно из-за существенного снижения добротности. Поэтому ширину проводников выбирают в пределах 0,4...1 мм. При этих условиях индуктивность печатных катушек обычно не превышает 10 мкГ на 1 см^2 площади.

Конструирование печатных катушек сводится к выбору формы спиральной обмотки, расчету геометрических размеров и числа вит-

ков. Обычно внешним и внутренним диаметрами катушки задаются из конструктивных соображений, а число витков рассчитывают. Индуктивность плоской спиральной катушки (рис. 3.31, *а*) определяется выражением

$$L = 24{,}75 \frac{D_{вн}+D_{н}}{2} \sqrt[3]{w^5} \lg 4 \frac{D_{вн}+D_{н}}{D_{н}-D_{вн}} \cdot 10^{-7}. \qquad (3.65)$$

Если катушка индуктивности выполняется в виде квадратной спирали (рис. 3.31, *б*), то ее индуктивность равна

$$L = 55{,}5 \frac{A_{н}+A_{вн}}{2} \sqrt[3]{w^5} \lg 4 \frac{A_{н}+A_{вн}}{A_{н}-A_{вн}} \cdot 10^{-7}. \qquad (3.66)$$

Индуктивность плоских катушек неправильной формы находят приближенно по этим же соотношениям. При этом катушку неправильной формы заменяют эквивалентной ей катушкой круглой или квадратной формы с тем же количеством витков, в которой внутренний диаметр или размер стороны квадрата соответствует размеру стороны реальной катушки, а площади, охватываемые наружными витками катушки, равны.

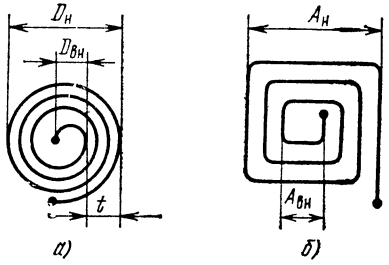


Рис. 3.31. Печатная катушка индуктивности:
а — круглая; *б* — квадратная.

Увеличение индуктивности достигается последовательным соединением нескольких печатных катушек, расположенных на одной или двух сторонах печатной платы. При последовательном и согласном соединении общая индуктивность катушки возрастает и становится равной $L = L_1 + L_2 + 2M_{12}$.

Если толщина платы небольшая, а $L_1 = L_2$, то $M_{12} = L_1$ и суммарная индуктивность возрастает до $4L_1$. Для существенного увеличения индуктивности необходимо последовательно включать большое число катушек или применять многослойные печатные обмотки. Повысить величину индуктивности печатных катушек можно также с помощью магнитных цилиндрических сердечников или сердечников в виде дисков, располагаемых на плоскости катушки индуктивности. Диски с магнитной проницаемостью μ_1 и μ_2 могут располагаться с обеих сторон катушки. При этом действующая магнитная проницаемость определяется соотношением $\mu_д = 2\mu_1\mu_2/(\mu_1+\mu_2)$.

Подгонка индуктивности печатных катушек производится с помощью сердечников или подрезкой длины печатных проводников.

Собственную емкость печатных катушек индуктивности вычислить невозможно. Она зависит от ширины витков, расстояния между ними и диэлектрической проницаемости материала основания. Добротность печатных катушек характеризуется диэлектрическими показателями материала платы, потерями в проводе и определяется экспериментально. Толщина проводников особого значения не

имеет, поскольку высокочастотные токи протекают по их поверхности. Некоторое повышение добротности достигается за счет полировки поверхности проводников и покрытия их материалами с высокой проводимостью. Для уменьшения эффекта близости между витками и повышения добротности диаметр внутреннего витка катушки следует выбирать не менее 10 мм.

3.13. Вариометры

Вариометрами называются катушки, конструкция которых обеспечивает плавное изменение индуктивности в широких пределах в процессе эксплуатации аппаратуры. Кроме параметров, присущих всем индуктивностям, важной характеристикой вариометра являет-

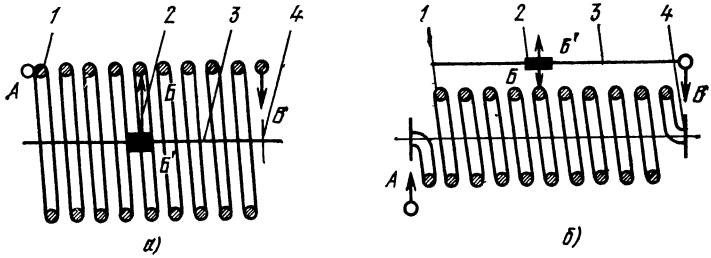


Рис. 3.32. Схема вариометра с плавным изменением витков:
а — с внутренним, *б* — с наружным токосъемом; *1* — намотка; *2* — подвижный токосъем; *3* — направляющая; *4* — неподвижный токосъем.

ся коэффициент перекрытия, под которым понимают отношение $k_L = L_{max}/L_{min}$. Вариометры характеризуются также формой зависимости индуктивности от угла поворота и максимальным рабочим углом поворота.

Регулировка индуктивности в вариометрах производится плавным изменением числа витков катушки, изменением взаимной индуктивности между последовательно или параллельно включенными катушками и изменением действующей магнитной проницаемости сердечника, вводимого в катушку.

Вариометр с плавным изменением числа витков состоит из ротора (рис. 3.32), выполненного в виде вращающегося в подшипниках каркаса цилиндрической формы, на котором располагается однослойная обмотка с шагом. К виткам прижимается контактный ролик *2* — токосъем. При вращении ротора токосъем перемещается вдоль оси катушки, изменяя число витков, подключенных между ним и одним из концов катушки.

Вариометр обеспечивает практически линейную зависимость индуктивности от угла поворота. Достоинством его является большой коэффициент перекрытия. Вариометры с плавным изменением числа витков делятся на вариометры с наружным и внутренним расположением токосъема. Вариометры первого типа имеют роторы

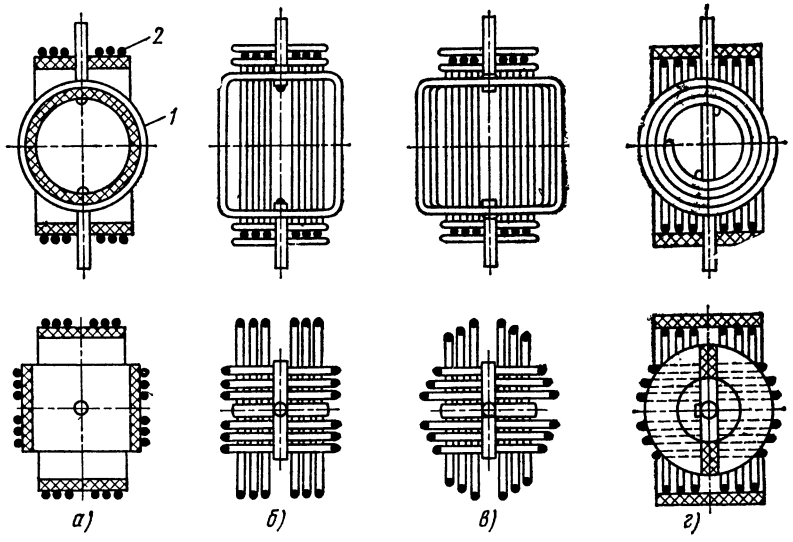
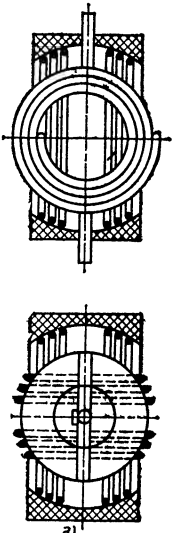


Рис 3.33. Схемы вариометров с регулировкой взаимной индуктивности:
1 — ротор; *2* — статор.



небольших размеров. В вариометрах больших размеров значительная масса вращающейся катушки приводит к усложнению конструкции для обеспечения требуемой точности останова. В этом случае применяются вариометры второго типа (рис. 3.32, *а*) с неподвижной катушкой и внутренним расположением токосъема. Конструкция вариометров должна предусматривать закорачивание с помощью дополнительных токосъемов нерабочих витков для уменьшения собственной емкости.

К токосъемам вариометров предъявляются требования малых переходных сопротивлений контактов и постоянства их в период эксплуатации. Конструктивный расчет вариометров с переменным числом витков не отличается от расчета однослойных катушек с шагом.

Вариометры с регулировкой взаимной индуктивности состоят из двух катушек — ротора и статора (рис. 3.33). Ротор располагается внутри статора так, чтобы при его вращении суммарное магнитное поле вариометра изменялось в широких пределах. Если магнитные поля ротора и статора совпадают, то при их последовательном соединении индуктивность вариометра максимальна $L_{max} = L_c + L_p + 2M$. Если направление магнитных полей ротора и статора противоположно, то индуктивность вариометра минимальна $L_{min} =$

$= L_р + L_с - 2M$. Индуктивность вариометра изменяется приблизительно по гармоническому закону в зависимости от угла поворота ротора от 0 до 180°. Параллельное соединение ротора и статора обеспечивает меньшее значение минимальной величины индуктивности, что позволяет получить более высокую частоту настройки колебательного контура. Если индуктивности ротора и статора равны $L_р \approx L_с$, то коэффициент перекрытия вариометра по индуктивности при последовательном и параллельном соединении имеет вид $k_L = (1 + k)/(1 - k)$, где k — коэффициент связи между ротором и статором. В зависимости от формы ротора и статора, а также способа их намотки различают вариометры (рис. 3.33): цилиндрические с круглыми витками (*а*); прямоугольные с прямоугольными витками (*б*); цилиндрические с прямоугольными витками (*в*); цилиндрические с шаровыми роторами (*г*); шаровые (*д*).

Расчет вариометра с регулировкой взаимной индуктивности сводится к определению числа витков ротора и статора и взаимной индуктивности между ними. Наиболее просто вычислить индуктивности ротора и статора в вариометрах цилиндрического типа с круглыми витками. Расчет выполняется в соответствии с методикой вычисления индуктивности цилиндрических катушек. При расчете индуктивности ротора и статора вариометров другого типа в формулы для $L_с$ и $L_р$ подставляют условные эквивалентные диаметры ротора $D_{эр}$ и статора $D_{эс}$. В вариометрах цилиндрического типа с круглыми и прямоугольными витками $D_{эс} = 1{,}13\sqrt{a_с b_с}$, $D_{эр} = 1{,}13\sqrt{a_р b_р}$, где ab — площадь, занимаемая средним витком катушки ротора и статора.

При расчете шаровых вариометров эквивалентные диаметры ротора и статора определяются соотношением

$$D_э = 2\sqrt{(r_1^2 + r_2^2 + \ldots + r_n^2)/n},$$

где r_1, r_2, ..., r_n — соответствующие радиусы витков обмотки.

Для повышения связи между ротором и статором их витки стремятся расположить максимально близко друг к другу, что достигается соответствующей конструкцией ротора и статора. Цилиндрические вариометры с круглыми витками (рис. 3.33, *а*) имеют $k_L = 4...5$. Чтобы обеспечить вращение ротора в статоре, диаметр ротора выбирают из соотношения $D_р \approx (0{,}6...0{,}7)\, D_с$, а длину ротора $l_р = (0{,}6...0{,}7) l_с$. Более близко расположены витки в вариометрах цилиндрического типа с прямоугольными витками (рис. 3.33, *в*). У таких вариометров $k_L = 6...8$, диаметр ротора не должен превышать $(0{,}7...0{,}9) D_с$. Наибольший коэффициент перекрытия имеет шаровая конструкция вариометра, которая обеспечивает почти линейный закон изменения частоты от угла поворота ротора. Для повышения коэффициента перекрытия ротор шарового вариометра часто выполняется на ферритовом сердечнике. Повысить коэффициент перекрытия можно также посредством коммутации обмоток ротора и статора с последовательного соединения на параллельное.

Максимальное значение индуктивности вариометра достигается при последовательном и согласном, а минимальное — при параллельном и встречном соединении обмоток ротора и статора.

Вариометры, построенные на принципе изменения индуктивности катушки при введении в нее сердечника из ферромагнитного материала, называются ферровариометрами. Простейшие ферровариометры представляют собой цилиндрические катушки индуктивности с увеличенной длиной намотки. Длина сердечника ферровариометра выбирается обычно в 5...10 раз больше его диаметра, что обеспечивает большие значения действующей магнитной проницаемости, а следовательно, и коэффициента перекрытия, который достигает 20...30. Для одновременной настройки нескольких контуров, например в супергетеродинных приемниках, ферровариометры конструктивно объединяют в один узел. Электрическое сопряжение индуктивностей ферровариометров достигается изменением расположения витков или выбором сердечников с разным диаметром.

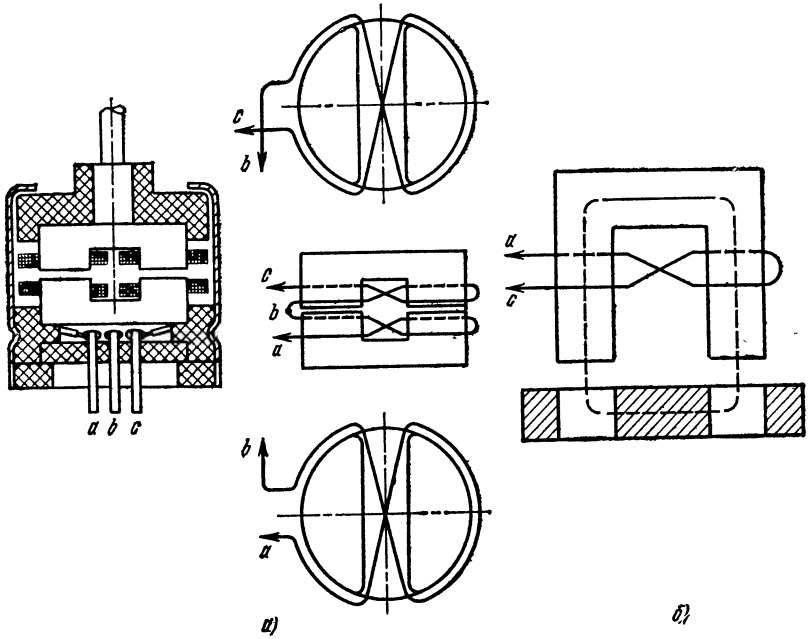


Рис. 3.34. Ферровариометры:
а — с вращательным; *б* — с поступательным движением ротора.

Для получения большого коэффициента перекрытия в ферровариометрах применяют стержневые сердечники. Различают ферровариометры с вращательным и поступательным движением сердечника (ротора) (рис. 3.34). Вариометр с вращающимся сердечником состоит из роторной и статорной катушек, расположенных на кернах сердечника. При вращении сердечника магнитные потоки рото-

ра и статора либо складываются, обеспечивая максимальную индуктивность, либо вычитаются, что соответствует минимальной индуктивности. Такая конструкция ферровариометра позволяет получить коэффициент перекрытия, равный нескольким десяткам. Коэффициент перекрытия вариометра с поступательным движением сердечника определяется его действующей магнитной проницаемостью.

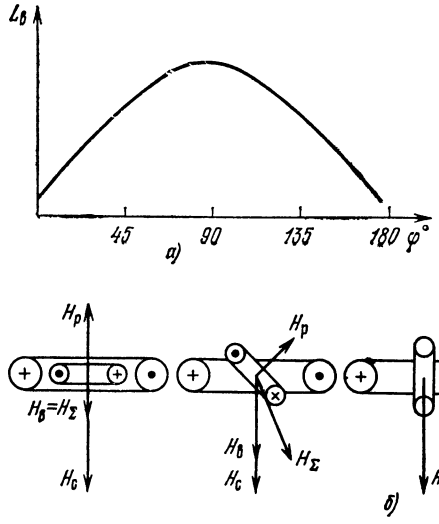


Рис. 3.35. Вариометр с короткозамкнутым витком:

а — зависимость индуктивности от угла поворота, *б* — магнитное поле ротора и статора при разном угле поворота.

В области УКВ широкое распространение получили вариометры с немагнитными сердечниками. Немагнитный сердечник (ротор) выполняется в виде вращающегося короткозамкнутого витка. На рис. 3.35, *а* приведена зависимость индуктивности вариометра от угла поворота ротора. Коэффициент перекрытия вариометра зависит от степени связи ротора и статора. Для увеличения коэффициента связи ротор вариометра часто выполняется в виде сплошного диска возможно большего диаметра. Широкое распространение получила конструкция вариометра с шаровым ротором, на поверхности которого располагается короткозамкнутый виток. Вариометры такого типа имеют прямочастотную зависимость индуктивности от угла поворота в пределах рабочего угла до 230°.

3.14. Дроссели высокой частоты

Дросселями высокой частоты называются катушки индуктивности, предназначенные для увеличения сопротивления электрической цепи высокочастотным токам при сохранении возможности протекания постоянного тока или токов низких частот. Они широко применяются в радиопередающих устройствах для обеспечения параллельного питания усилительных каскадов (рис. 3.36, *а*), в телеви-

зионных приемниках для коррекции амплитудно-частотных характеристик видеоусилителей (рис. 3.36, *б*) и т. п. Дроссели высокой частоты, включенные в накальную цепь, называются «фильтровыми» и препятствуют протеканию токов высокой частоты по накальным цепям.

Эквивалентная схема дросселя высокой частоты соответствует схеме катушки индуктивности с распределенными паразитными емкостями и сопротивлением потерь. Дроссели высокой частоты

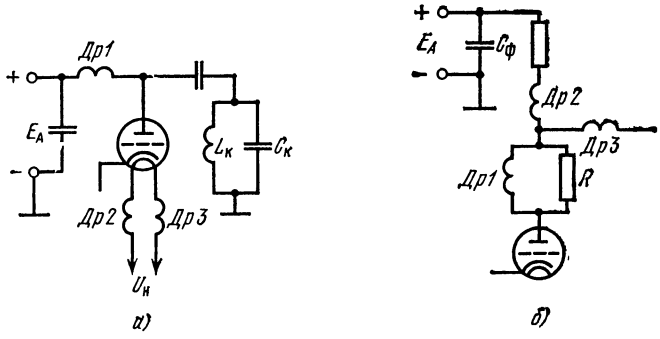


Рис. 3.36. Схемы включения дросселей высокой частоты:
а — в схеме параллельного питания; *б* — в схеме коррекции.

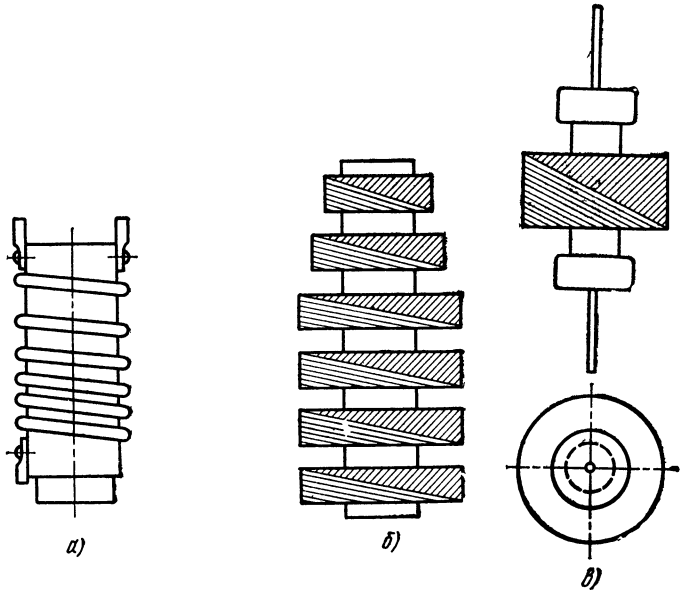


Рис. 3.37. Конструкции дросселей высокой частоты:
а — для УКВ диапазона с прогрессивно увеличивающимся шагом; *б* — для длинноволнового диапазона; *в* — корректирующий дроссель.

должны конструироваться так, чтобы их собственная резонансная частота была возможно выше верхней частоты диапазона устройства. В этом случае дроссель высокой частоты обладает индуктивным сопротивлением. Частота, при которой часть индуктивности дросселя совместно с частью распределенных емкостей образует последовательный колебательный контур, называется критической. На этой частоте сопротивление дросселя мало и носит чисто активный характер. Вследствие этого ток в цепи, а следовательно, и напряжение на части витков дросселя резко возрастает. Поэтому дроссель может выйти из строя. Потери в дросселях высокой частоты не играют существенной роли, поскольку через них протекают токи малой величины. Добротность катушки с подключенным параллельно ей дросселем с добротностью $Q_{др}$ можно вычислить по формуле

$$Q_э = Q_{др}Q_к\,(L_к + L_{др})/(Q_к L_к + Q_{др}L_{др}).$$

Однако величина потерь не должна быть чрезмерно большой, поскольку при прохождении через дроссель значительного постоянного тока происходит его разогрев. В области длинных и средних волн дроссели высокой частоты конструктивно выполняются в виде секционированных многослойных катушек (рис. 3.37, *б*) с универсальной намоткой. Для уменьшения собственной емкости обмотку разделяют на секции с неравным числом витков.

В области КВ и УКВ применяют катушки с однослойной обмоткой с неравномерным прогрессивно увеличивающимся шагом (рис. 3.37, *а*). Конец обмотки дросселя, который имеет большой шаг, подключают к высокочастотной части схемы, поскольку собственная емкость между витками дросселя с этой стороны наименьшая.

Существенно расширить диапазон рабочих частот дросселей высокой частоты можно применением ферритовых сердечников. Ферриты обладают высокой диэлектрической проницаемостью, которая понижается с ростом частоты. При частотах выше граничной понижается и магнитная проницаемость сердечника. Вследствие этого дроссели высокой частоты обладают как бы переменной индуктивностью и емкостью, зависящей от частоты, что исключает резонансные явления в широком интервале частот.

Глава 4

ТРАНСФОРМАТОРЫ И ДРОССЕЛИ С МАГНИТНОЙ ЦЕПЬЮ

4.1. Классификация трансформаторов и дросселей

В конструкциях радиоэлектронной аппаратуры трансформаторы и дроссели занимают до 20% объема и до 30...35% веса, что во многом предопределяет габаритные и весовые характеристики радиоустройств.

В зависимости от назначения трансформаторы делятся на трансформаторы питания (силовые) и сигнальные. При проектировании силовых трансформаторов, за исключением отдельных случаев, не интересуются искажением формы напряжения в обмотках. Их рассчитывают для работы на промышленной частоте 50 Гц или на частоте бортовой сети — 400 Гц и выше. В ряде случаев трансформаторы проектируют для работы одновременно на частотах 50 и 400 Гц.

Сигнальные трансформаторы проектируются для работы в широком диапазоне частот от нескольких герц до десятков, сотен килогерц и выше в зависимости от ширины спектра передаваемых через трансформатор сигналов. В таких трансформаторах важное значение имеет постоянство коэффициента передачи в диапазоне частот, а также искажение формы гармонического напряжения, передаваемого через трансформатор.

При анализе трансформаторов низкой частоты обычно исследуют прохождение через них гармонических сигналов, в импульсных трансформаторах интересуются искажением формы идеализированных импульсов прямоугольной формы.

Дроссели низкой частоты являются по существу катушками с высокой индуктивностью, предназначенными для работы в области частот до нескольких десятков килогерц. Их расчет отличается от расчета катушек индуктивности избирательных цепей. В данном случае при расчете необходимо учитывать наличие замкнутого магнитопровода и прохождение по обмотке дросселя значительного пульсирующего тока, вызывающего постоянное подмагничивание магнитопровода.

4.2. Эквивалентная схема и основные характеристики трансформаторов

Основным элементом трансформатора является магнитопровод из магнитномягких материалов с размещенными на нем обмотками. Для удобства расчетов трансформатор представляют эквивалентной схемой (рис. 4.1), в которой характеристики элементов вторичной обмотки приводят к первичной и обозначают штрихом ('). Приведенные параметры вторичной обмотки трансформатора определяются по формулам

$$E_2' = E_2/n, \quad I_2' = I_2 n, \quad R_н' = R_н/n^2, \quad L_{s2}' = L_{s2}/n^2, \quad C_н' = C_н n^2,$$

где $n = w_2/w_1$ — коэффициент трансформации.

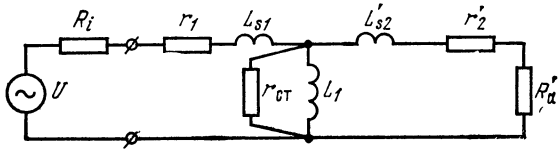


Рис. 4.1. Приведенная схема трансформатора с электрической связью.

Сопротивления r_1 и r_2 учитывают активные потери в первичной и вторичной обмотках трансформатора, а сопротивление $r_{ст}$ — потери в магнитопроводе. Индуктивности L_{s1} и L'_{s2} являются индуктивностями рассеяния первичной и вторичной обмоток; R_i — внутреннее сопротивление источника.

В режиме холостого хода по сопротивлениям R_i, r_1 и индуктивности L_{s1} протекает ток I_{xx}, который разветвляется через индуктивность L_1 и сопротивление $r_{ст}$. Ток через индуктивность L_1 является реактивной составляющей тока холостого хода и называется током намагничивания $I_μ$. Ток через сопротивление $r_{ст}$ называется активной составляющей тока холостого хода I_{axx}. Ток холостого хода можно определить выражением

$$I_{xx} = \sqrt{I_{axx}^2 + I_μ^2}. \tag{4.1}$$

Реактивная составляющая тока холостого хода, протекая по индуктивности первичной обмотки, создает магнитодвижущую силу $I_μ w_1$. Под действием этой силы в магнитопроводе возникают магнитный поток рассеяния $Φ_{s1}(t)$ и основной магнитный поток $Φ_1(t)$, который, пересекая витки первичной обмотки, индуцирует в них э. д. с. самоиндукции E_1. Во вторичной обмотке магнитный поток $Φ_1(t)$ индуцирует э. д. с. E_2. Отношение э. д. с. самоиндукции E_2 к E_1 называется коэффициентом трансформации, т. е. $E_2/E_1 = w_2/w_1 = n$. Приложенное к первичной обмотке трансформатора напряжение U уравновешивается падением напряжения на сопротивлении r_1, индуктивности рассеяния L_{s1} и э. д. с. самоиндукции $\mathbf{E}_1$:

$$\mathbf{U} = \mathbf{I}_{xx} r_1 + \mathbf{U}_{L_{s1}} + \mathbf{E}_1 = \mathbf{U}_{r_1} + \mathbf{U}_{L_{s1}} + \mathbf{E}_1. \tag{4.2}$$

Сумма падений напряжений $\Delta\mathbf{U}_1 = \mathbf{U}_{r_1} + \mathbf{U}_{L_{s1}}$ называется внутренним падением напряжения первичной обмотки.

В режиме нагрузки под действием тока $\mathbf{I}_2$ вторичной обмотки в магнитопроводе возникает магнитный поток $\mathbf{\Phi}_2(t)$, который состоит из компенсирующего магнитного потока $\mathbf{\Phi}_{к2}(t)$ и потока рассеяния вторичной обмотки $\mathbf{\Phi}_{s2}(t)$. Таким образом, в нагруженном трансформаторе действуют три намагничивающие силы: 1) первичной обмотки I_1w_1; 2) вторичной обмотки I_2w_2; 3) тока намагничивания $I_\mu w_1$. Намагничивающая сила вторичной обмотки компенсирует намагничивающую силу первичной обмотки, а ампер-витки первичного тока намагничивания $I_\mu w_1$ создают основной магнитный поток. Из равенства ампер-витков первичной и вторичной обмоток следует

$$I_1w_1 = I_2w_2 \text{ или } I_2/I_1 = w_1/w_2 = 1/n. \tag{4.3}$$

Э. д. с. вторичной обмотки уравновешивается падениями напряжения на активном сопротивлении обмоток, индуктивности рассеяния и на нагрузке:

$$\mathbf{E}_2 = \mathbf{U}_{r_2} + \mathbf{U}_{L_{s2}} + \mathbf{U}_н. \tag{4.4}$$

Векторная сумма напряжений $\Delta\mathbf{U}_2 = \mathbf{U}_{r_2} + \mathbf{U}_{L_{s2}}$ называется внутренним падением напряжения вторичной обмотки. Ток первичной обмотки в режиме нагрузки находится как векторная сумма тока холостого хода $\mathbf{I}_{xx}$ и тока нагрузки $\mathbf{I}_н$, пересчитанного в первичную обмотку по формуле $\mathbf{I}'_н = \mathbf{I}_н n$.

При комплексной нагрузке между током $\mathbf{I}_2$ и напряжением вторичной обмотки существует сдвиг фаз на угол $\varphi_н$. Величина, равная $\cos\varphi_н$, называется коэффициентом мощности нагрузки. Коэффициент мощности нагрузки определяет активную мощность P_{an} n-й обмотки через кажущуюся мощность $P_{кn}$: $P_{an} = P_{кn}\cos\varphi_n$. Величина $P_{pn} = P_{кn}\sin\varphi_n$ является реактивной мощностью n-й обмотки. В силовых трансформаторах обычно заданы напряжения $U_1, U_2, \ldots, U_N$ и токи $I_1, I_2, \ldots, I_N$ вторичных обмоток, которые определяют их номинальную мощность:

$$P_2 = U_{12}I_{12} + U_{22}I_{22} + \ldots + I_{N2}U_{N2} = P_{к12} + P_{к22} + \ldots + P_{кN2} =$$

$$= \sum_{n=1}^{N} P_{кn2}. \tag{4.5}$$

Действующее значение гармонической э. д. с. самоиндукции в обмотках связано с электромагнитными и конструктивными параметрами трансформатора (максимальной индукцией, числом витков, сечением магнитопровода и частотой) уравнением трансформаторной э. д. с.:

$$E_1 = 4{,}44B_м S_{ст} w_1 f. \tag{4.6}$$

В этом выражении напряжение представлено в вольтах, индукция в теслах, частота в герцах, а площадь сечения магнитопровода в квадратных метрах.

Приведенные соотношения являются исходными для конструктивного расчета. Кроме обеспечения заданных электрических характеристик, к основным конструктивным требованиям относятся требования минимальной стоимости, массы и объема. Требования минимальной массы и объема можно удовлетворить в одной конструкции, требования же минимальной массы и стоимости несовместимы. Поэтому при разработке трансформаторов исходят из предпосылки создания трансформатора минимальной массы или минимальной стоимости. Для трансформаторов существуют ряды магнитопроводов минимальной массы и минимальной стоимости.

4.3. Коэффициент полезного действия. Потери в трансформаторах

Коэффициент полезного действия трансформатора зависит от потерь в обмотках $P_м$ (потери в меди) и в магнитопроводе $P_{ст}$ (потери в стали). К. п. д. трансформатора определяется отношением мощности, выделяемой на нагрузке $P_н$, к мощности, подводимой к трансформатору:

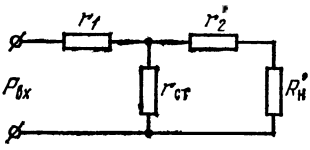


Рис. 4.2. К расчету к. п. д. трансформатора.

$$\eta = P_н/P_{вх} = 1 - [(P_м + P_{ст})/P_{вх}]. \quad (4.7)$$

При определении к. п. д. в эквивалентной схеме трансформатора можно пренебречь реактивными элементами (рис. 4.2). Мощность потерь в меди в соответствии с эквивалентной схемой определяется выражением

$$P_м = I_2'^2 (r_1 + r_2') + I_{хх}^2 r_1. \quad (4.8)$$

Потери в стали можно определить формулой

$$P_{ст} = I_{а_0}^2 r_{ст}. \quad (4.9)$$

Суммарные потери в трансформаторе равны

$$P_{ст} + P_м = I_2'^2 (r_1 + r_2') + I_{а\,хх}^2 (r_{ст} + r_1) + I_μ^2 r_1. \quad (4.10)$$

Первое слагаемое этого уравнения характеризует потери, зависящие от тока нагрузки. Поэтому они называются переменными. Второе и третье слагаемые определяются составляющими тока холостого хода и не зависят от тока нагрузки. Эти потери называются постоянными потерями трансформатора. Анализ показывает, что максимальный к. п. д. обеспечивается в трансформаторе при равенстве постоянных и переменных потерь.

Потери в магнитопроводе трансформатора определяются потерями на вихревые токи, на гистерезис или перемагничивание. Удель-

ные потери на вихревые токи в пластине стали плотностью γ и толщиной b вычисляются по формуле

$$P_в = (\pi^2/6\rho\gamma)b^2f^2B_м^2 \text{ [Вт]}. \quad (4.11)$$

Из этого соотношения видно, что снижение потерь на вихревые токи достигается уменьшением толщины листа, индукции в магнитопроводе и повышением удельного сопротивления стали. Для уменьшения потерь на вихревые токи магнитопровод трансформатора изготавливают из листовой электротехнической стали толщиной от 0,5 до 0,05 мм. Пластины магнитопровода изолируют друг от друга. В трансформаторах малой мощности изолятором служит тонкий слой пленок (5...20 мкм), образующихся при фосфатировании или оксидировании электротехнической стали. В мощных трансформаторах пластины покрывают различными эмалями, которые в процессе отжига оплавляются и склеивают магнитопровод, обеспечивая его монолитность. Из-за изолирующей пленки не вся площадь магнитопровода занята магнитным материалом. Отношение площади магнитопровода $S_{ст}$, занятой магнитный материалом, к геометрическому поперечному сечению $S_с$ называется коэффициентом заполнения магнитопровода сталью (табл. 4.1):

$$k_{зс} = S_{ст}/S_с. \quad (4.12)$$

Таблица 4.1

Коэффициент заполнения магнитопровода $k_{зс}$

Конструкция магнитопровода	Коэффициент заполнения магнитопровода $k_{зс}$ при толщине стали, мм				
	0,08	0,1	0,15	0,2	0,35
Стержневая, броневая (пластинчатая)	—	0,7...0,75	—	0,85...0,89	0,9...0,94
Стержневая, броневая (ленточная)	0,87	—	0,9	0,91	0,93

Примечание. Меньшие коэффициенты указаны для пластин, изолированных лаком, большие — для пластин, покрытых фосфатной пленкой.

Потери, обусловленные гистерезисом, определяются полуэмпирической формулой

$$P_г = \eta_{ст}B_м^2f, \quad (4.13)$$

где $\eta_{ст}$ — коэффициент, зависящий от типа стали.

Таким образом, суммарные потери в магнитопроводе пропорциональны квадрату индукции. При заданной индукции снижение потерь на вихревые токи достигается уменьшением толщины пластин. Однако с уменьшением толщины пластин увеличиваются потери на

Таблица 42

Свойства электротехнических сталей, предназначенных для работы в средних и сильных магнитных полях

Марка стали	Толщина листа, мм	Магнитная индукция, Т, при напряженности магнитного поля, А/см					Удельные потери, Вт/кг		
		1,0	25	50	100	300	1,0	1,5	1,7
		Не менее					Не более		
Частота 50 Гц									
Э31	0,5	—	—	1,72	1,72	1,94	2,0	4,4	—
Э31	0,35	—	1,46	1,57	1,71	1,92	1,6	3,6	—
Э42	0,5	1,29	1,45	1,56	1,69	1,89	1,4	3,1	—
Э43	0,35	1,29	1,45	1,56	1,69	1,89	1,2	2,8	—
Э310	0,5	1,6	1,75	1,83	1,91	1,98	1,1	2,45	3,2
Э310	0,35	1,65	1,75	1,83	1,91	1,98	0,8	1,75	2,5
Частота 400 Гц									
Э340	0,05	1,45	1,7	—	—	—	10,0	21,0	—
Э340	0,15	1,45	1,7	—	—	—	10,0	23,0	—
Э360	0,05	1,65	1,82	—	—	—	7,5	16,0	—
Э360	0,15	1,65	1,82	—	—	—	8,0	19,0	—

гистерезис. Поэтому для трансформаторов, работающих на разных частотах, существует оптимальная толщина листов.

В конструктивных расчетах удельные потери на вихревые токи и гистерезис обычно не разделяют. Величина потерь регламентируется ГОСТом для определенной частоты, рабочей индукции и толщины листов (табл. 4.2). Если трансформатор работает при индукции $B_р$ и частоте $f_р$, отличных от указанных в табл. 4.2, мощность потерь в магнитопроводе может быть вычислена по формуле

$$P_{ст} = P_{ст\ уд}\left(\frac{B_р}{B_т}\right)^2\left(\frac{f_р}{f_т}\right)^{1,3}G_{ст}, \qquad (4.14)$$

где $G_{ст}$ — масса магнитопровода; $B_т$, $f_т$ — табличные значения частоты и индукции, при которой указываются потери $P_{ст\ уд}$.

Из приведенных выражений видно, что для уменьшения потерь в магнитопроводе следует понижать величину максимальной индукции. Однако уменьшение индукции, в соответствии с уравнением трансформаторной э. д. с., требует увеличения числа витков. Действительно, из формулы (4.6) с учетом внутреннего падения напряжения ΔU_1 следует

$$w_1 = (U - \Delta U_1)/4{,}44B_н f S_{ст}. \qquad (4.15)$$

Определим сопротивление обмотки через удельное сопротивление материала, длину и поперечное сечение провода. Длину провода обмотки выразим через среднюю длину витка и количество витков

$l_{пр1} = l_{ср1} w_1$. Сечение провода определим через площадь окна трансформатора, занятую медью обмотки $S_{пр1} = S_{м1}/w_1$, $S_{пр2} = S_{м2}/w_2$. Подставив сопротивление обмоток в формулу (4.8), найдем

$$P_м = I_2'^2 \left(\rho \frac{l_{ср1} w_1^2}{S_{м1}} + \rho \frac{l_{ср2} w_2^2}{S_{м2} n^2} \right) + I_{хх}^2 \rho \frac{l_{ср1} w_1^2}{S_{м1}}. \quad (4.16)$$

Выразив в этой формуле w_1 по формуле (4.15), получим

$$P_м = \rho \frac{(U - \Delta U_1)^2}{(4{,}44 B_м f S_{ст})^2} \left[I_2'^2 \left(\frac{l_{ср1}}{S_{м1}} + \frac{l_{ср2}}{S_{м2}} \right) + I_{хх}^2 \frac{l_{ср1}}{S_{м1}} \right].$$

Из этого выражения видно, что потери в меди трансформатора падают пропорционально квадрату индукции, в то время как потери в магнитопроводе возрастают пропорционально квадрату индукции. Таким образом, максимальный коэффициент полезного действия трансформатора соответствует определенному значению индукции. Однако в большинстве случаев задача проектирования трансформатора с максимальным к. п. д. не ставится; основной является задача создания трансформатора с минимальными габаритами или минимальной стоимостью. Поэтому к. п. д. устанавливается в зависимости от кажущейся мощности трансформатора. Рекомендуемый коэффициент полезного действия силовых трансформаторов и суммарное относительное падение напряжения на первичной и вторичной обмотках в зависимости от мощности характеризуется кривыми, приведенными на рис. 4.3.

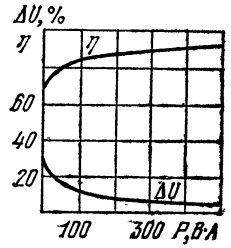


Рис. 4.3. Зависимость к. п. д и относительного внутреннего падения напряжения от мощности трансформатора.

Величину тока намагничивания $I_μ$ в трансформаторе можно определить по формуле

$$I_μ = E_1/ωL_1. \quad (4.17)$$

Подставляя в это выражение величину напряжения E_1 из уравнения трансформаторной э. д. с. (4.6), а также величину индуктивности первичной обмотки трансформатора из выражения (3.18) и учитывая, что $B_м = μμ_0 H$, получаем

$$I_μ = l_{ст} H/\sqrt{2}\, w_1.$$

Величина напряженности магнитного поля в магнитопроводе трансформатора определяется по кривым намагничивания стали при известной индукции. В рабочем режиме индукция в магнитопроводе и напряженность магнитного поля несколько меньше, чем в режиме холостого хода. В режиме холостого хода падением напряжения на внутренних сопротивлениях трансформатора можно пренебречь, тогда индукцию можно найти по формуле (4.6), положив $E_1 \approx U$. В режиме нагрузки следует учитывать падение напряже-

ния на внутреннем сопротивлении первичной обмотки трансформатора, которое определяется как $\Delta U_1 = \Delta U/2 = U\Delta U\%/200\%$. Величину ΔU (%) находят по графикам рис. 4.3. Индукцию в магнитопроводе в режиме нагрузки вычисляют по формуле

$$B_м = \frac{U}{4{,}44 f S_{ст} w_1} - \frac{U\Delta U\%}{200\%\ 4{,}44 f S_{ст} w_1}. \qquad (4.18)$$

При сборке магнитопровода в нем возникают немагнитные зазоры, что приводит к увеличению тока намагничивания. С учетом зазоров величина тока намагничивания может быть найдена из формулы

$$I_μ = (H l_{ст} + 0{,}8 B_м i\delta_э \cdot 10^4)/\sqrt{2}\, w_1, \qquad (4.19)$$

где $\delta_э$ — величина эквивалентного воздушного зазора, см; i — число зазоров, которое зависит от конструкции магнитопровода.

4.4. Материалы в трансформаторостроении

Магнитные материалы. Для магнитопроводов трансформаторов применяются электротехнические стали, железоникелевые сплавы, а также магнитодиэлектрики и ферриты. На рис. 4.4 приведены сравнительные характеристики намагничивания различных материалов.

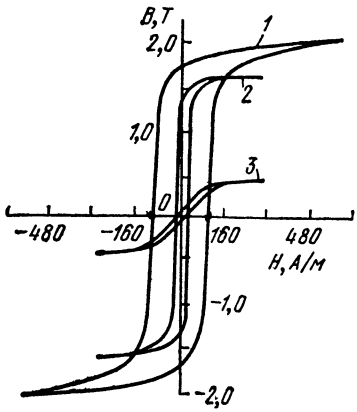


Рис. 4.4. Характеристики намагничивания:

1 — электротехнической стали; *2* — железо-никелевого сплава, *3* — ферритов.

Как видно из рисунка, электротехнические стали обладают наибольшей индукцией, поэтому их целесообразно применять в силовых трансформаторах. Железо-никелевые сплавы обладают более высокой магнитной проницаемостью, но меньшей индукцией, поэтому их целесообразно применять при небольших напряженностях магнитного поля в маломощных малогабаритных трансформаторах низкой частоты. Ферриты обладают большим удельным сопротивлением, высокой магнитной проницаемостью, но меньшей индукцией, поэтому их лучше применять в высокочастотных трансформаторах.

Электротехнические стали в зависимости от степени легирования кремнием делятся на четыре группы: Э1..., Э2..., Э3..., Э4 (ГОСТ 802—58). В трансформаторах применяются преимущественно стали третьей и четвертой групп марок Э31—Э34 и Э41—Э48, а также холоднокатанные стали Э310—Э370. Холоднокатанные стали, обладающие повышенной магнитной проницаемостью, позволяют снизить массу трансформаторов на 25...30%. В низкочастотных и силовых трансформаторах, работающих при частоте 50 Гц, в качест-

ве магнитного материала целесообразно применять стали марок Э310—Э330 с толщиной ленты 0,35...0,5 мм. В силовых трансформаторах, работающих при частотах 400 Гц и выше, используют стали Э340...Э370 с толщиной ленты 0,35...0,08 мм. На более высоких частотах, например в импульсных трансформаторах, основным фактором, определяющим массу и габариты трансформатора, являются потери в стали. Поэтому для этих устройств целесообразно применять железо-никелевые сплавы 50Н, 50НХС, 34НКМП с толщиной ленты 0,02...0,04 мм. В области частот выше 50 кГц применяют магнитопроводы из ферритов марки 2000НМ3 и др.

Характерной особенностью магнитных материалов является нелинейная зависимость индукции от напряженности магнитного поля. Напряженность магнитного поля в магнитопроводе определяется выражением

$$H = I_1 w_1 / l_{ст}. \qquad (4.20)$$

Эта величина называется также удельной намагниченностью магнитопровода. Если по обмотке протекает только переменная составляющая тока, то индукция в магнитопроводе меняется по эллипсам частного перемагничивания (рис. 4.5). Величина динамической магнитной проницаемости $\mu = \Delta B / \Delta H$ зависит от индукции, так как с ростом индукции угол наклона большой оси эллипса перемагничивания изменяется. При прохождении по обмотке постоянного тока возникает постоянное подмагничивание магнитопровода

$$(aw)_0 = I_0 w / l_{ст}. \qquad (4.21)$$

Постоянное подмагничивание существует в трансформаторах низкой частоты, работающих в однотактных каскадах класса А и в дросселях низкой частоты выпрямительных устройств. При прохождении по обмотке одновременно переменного и постоянного тока перемагничивание магнитопровода происходит по частным циклам (рис.4.5, *в*). С увеличением постоянного подмагничивания магнитная проницаемость уменьшается (рис. 4.6). Для уменьшения влияния постоянного подмагничивания на магнитную проницаемость в магнитопровод вводят немагнитный зазор длиной $l_з$.

Рассмотрим процесс перемагничивания магнитопровода при введении немагнитного зазора и отсутствии постоянного подмагничивания. Магнитопровод с зазором можно представить эквивалентным магнитопроводом без зазора. Если принять напряженность магнитного поля в эквивалентном магнитопроводе равной $H_э$, то для магнитопровода с зазором и эквивалентного магнитопровода можно записать равенство

$$H_э l_э = H_{ст} l_{ст} + H_з l_з, \qquad (4.22)$$

где $H_{ст}$ — напряженность поля в стали; $H_з$ — напряженность поля в зазоре.

Если пренебречь рассеиванием магнитного потока в зазоре за счет краевых эффектов, то можно считать $S_{ст} = S_э$. Так как через

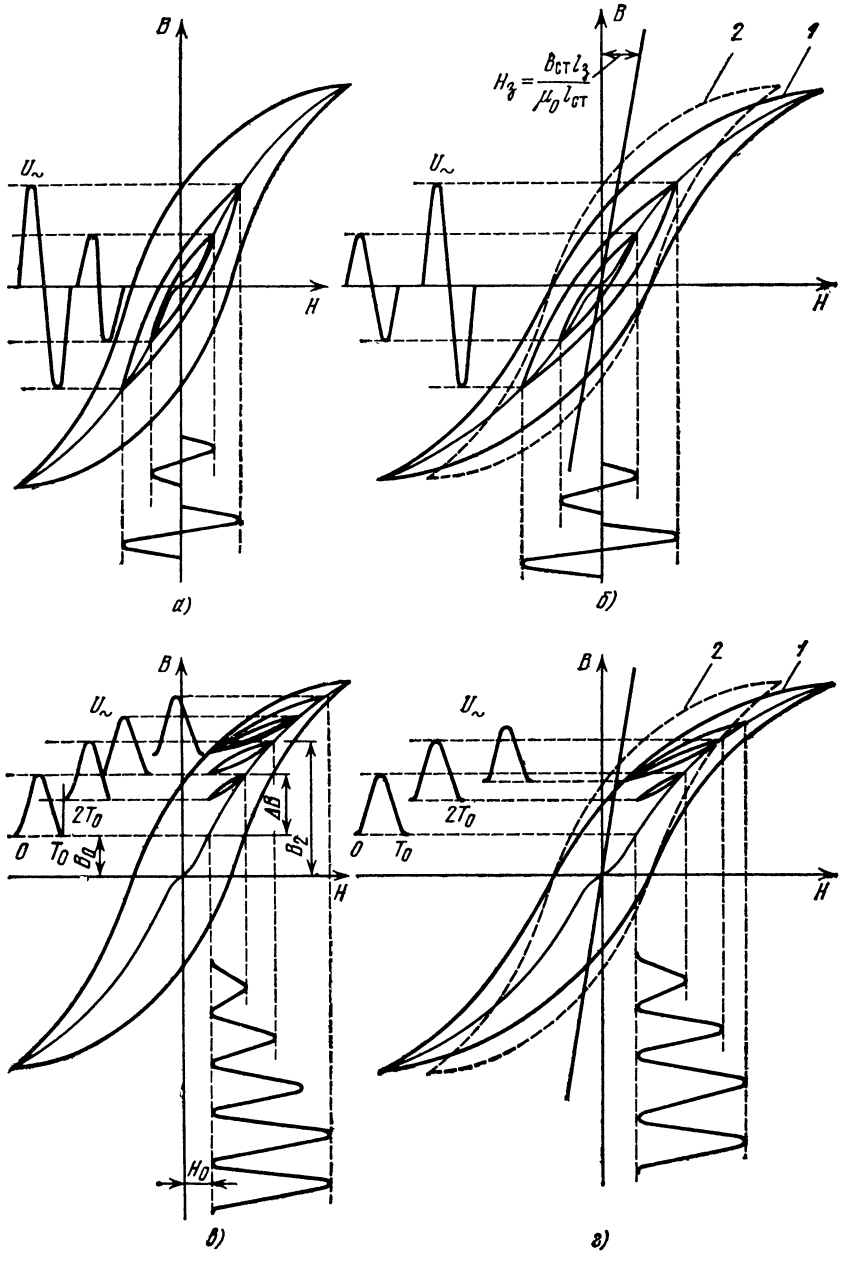


Рис. 4.5. Процесс перемагничивания магнитопровода:
а) при $H_0=0$, $l_в=0$; *б*) при $H_0=0$, $l_в\neq 0$; *в*) при $H_0\neq 0$, $l_в=0$; *г*) при $H_0\neq 0$, $l_в\neq 0$ (*1*—кривая намагничивания эквивалентного магнитопровода; *2* — кривая намагничивания при $l_в=0$).

зазор проходит тот же магнитный поток, что и через магнитопровод, то $\Phi_{ст} = \Phi_з$ и $B_{ст} = B_з = \mu\mu_0 H_з$. Поскольку относительная магнитная проницаемость немагнитного зазора $\mu = 1$, то $H_з = B_{ст}/\mu_0$. Подставляя это соотношение в уравнение для напряженности поля в эквивалентном магнитопроводе (4.22) и считая $l_э \approx l_{ст}$, получаем

$$H_э = H_{ст} + (B_{ст}/\mu_0)(l_з/l_{ст}) = H_{ст} + H_з. \qquad (4.23)$$

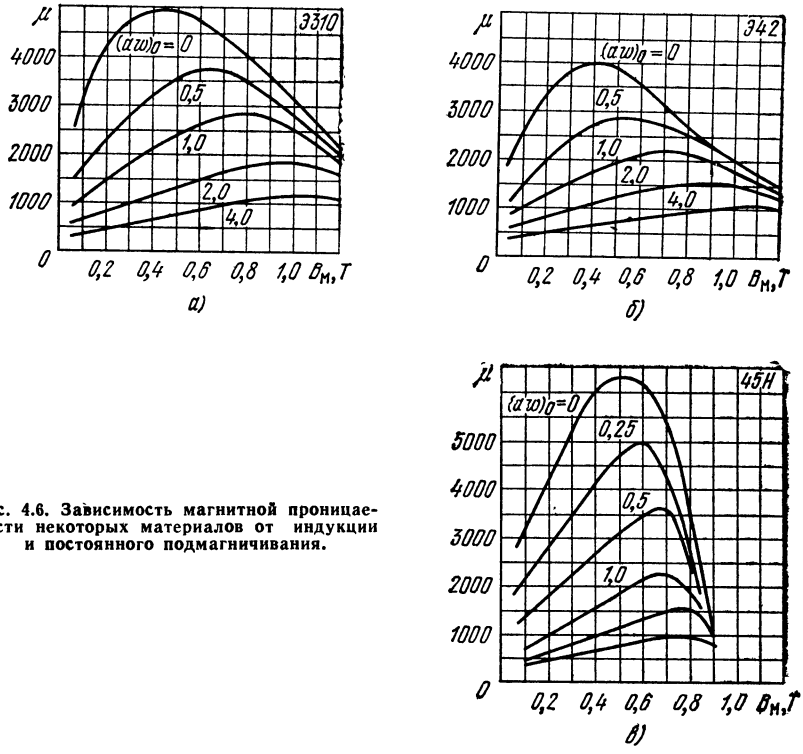


Рис. 4.6. Зависимость магнитной проницаемости некоторых материалов от индукции и постоянного подмагничивания.

Следовательно, для определения напряженности намагничивающего поля эквивалентного магнитопровода надо к напряженности намагничивающего поля в стали $H_{ст}$ прибавить напряженность поля в зазоре умноженную на $l_з/l_{ст}$. Напряженность поля в зазоре, как следует из выражения (4.23), является линейной функцией величины зазора (рис. 4.5, *б*). Суммируя абсциссы кривой намагничивания стали *2* и прямой $H_в = B_{ст} l_з/\mu_0 l_э$, получаем кривую намагничивания *1* эквивалентного магнитопровода.

Рассмотрим процесс перемагничивания магнитопровода напряжением, изменяющимся по гармоническому закону $U = U_{max} \times (1 - \cos \omega_0 t)$, при постоянном подмагничивании H_0. В исходном состоянии в момент времени $t = 0$ в магнитопроводе существуют напряженность H_0 и индукция B_0 (рис. 4.5, *в*). Пользуясь выраже-

нием (4.6), определяем приращение индукции в магнитопроводе за полпериода гармонического напряжения

$$\Delta B = \frac{U_{max}}{\omega_1 S_{ст}} \int_0^{T_0/2} (1 - \cos \omega_0 t)\, dt = \frac{U_{max} T_0}{2 S_{ст} \omega_1}. \qquad (4.24)$$

Таким образом, за интервал времени от 0 до $t = T_0/2$ характеристическая точка перемещается по кривой основного намагничивания на величину $\Delta B = U_{max} T_0 / 2 S_{ст} \omega_1$. За интервал времени от $T_0/2$ до T_0 изменение индукции в соответствии с правилом Маделунга происходит по обратной ветви частного цикла. В момент времени $t = T_0$ характеристическая точка будет соответствовать индукции $B_1 > B_0$. За интервал времени от $t = T_0$ до $t = 3/2 T_0$ точка сместится снова на величину $\Delta B = U_{max} T_0 / 2 S_{ст} \omega_1$ и индукция будет соответствовать величине B_2. Такой процесс будет происходить до тех пор, пока частный цикл перемагничивания не займет установившегося значения, при котором величины спада и возрастания индукции будут равны. В этом случае приращению индуции $\Delta B = U_{max} T_0 / 2 S_{ст} \omega_1$ соответствуют бо́льшие значения ΔH, чем на первоначальных циклах перемагничивания, что свидетельствует о снижении магнитной проницаемости материала. Зависимость $\mu = f(aw)_0$ обычно характеризуется падающей кривой (рис. 4.7). При немагнитном зазоре магнитное сопротивление эквивалентного магнитопровода состоит из сопротивления зазора, линейно возрастающего с увеличением $l_з$, и сопротивления магнитопровода $R_{мст}$

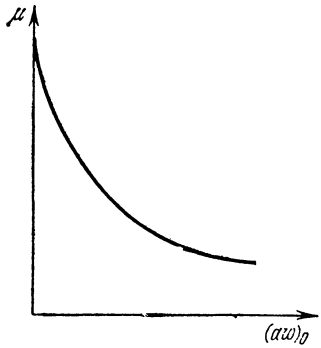


Рис. 4.7. Зависимость магнитной проницаемости от постоянного подмагничивания.

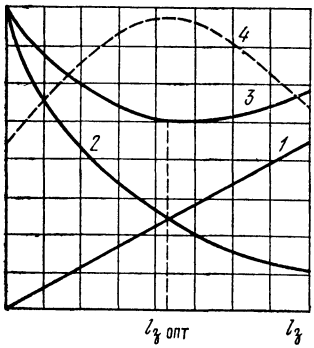


Рис. 4.8. Зависимость магнитного сопротивления и индуктивности эквивалентного магнитопровода от величины зазора:

1 — сопротивление зазора; *2* — сопротивление магнитопровода, *3* — сопротивление эквивалентного нагнитопровода; *4* — индуктивность.

$$R_м = R_{мз} + R_{мст} = \frac{l_з}{\mu_0 S_з} + \frac{l_{ст}}{\mu \mu_0 S_{ст}}. \qquad (4.25)$$

Установить зависимость сопротивления $R_м = f(l_з)$ из формулы (4.25) трудно. Обратимся к рис. 4.5, *г*, на котором показан предельный цикл перемагничивания магнитопровода при постоянном подмагничивании для $l_з \neq 0$. Здесь перемагничивание осуществляется по частному циклу, угол наклона которого больше, чем при отсутствии зазора, что соответствует большей магнитной проницаемости материала. С увеличением зазора магнитная проницаемость

материала сначала возрастает, а затем уменьшается (рис. 4.9). Зависимость магнитного сопротивления материала магнитопровода $R_{м\,ст}$ от величины зазора имеет вид падающей кривой (рис. 4.8). Зависимость магнитного сопротвления эквивалентного магнитопровода от величины зазора представлена кривой *3*. Подставив выражение магнитного сопротивления (4.25) в формулу для индуктивности (3.17) катушки с сердечником и приняв $S_{ст} = S_з$, получим

$$L = w^2/R_м = w^2\mu_0 S_{ст}/l_{ст}\,[(1/\mu) + (l_з/l_{ст})]. \qquad (4.26)$$

Очевидно, что минимальному магнитному сопротивлению соответствуют максимальные индуктивность и магнитная проницаемость

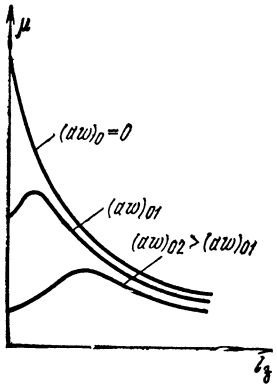


Рис. 4.9. Графики зависимости магнитной проницаемости от величины зазора при разном постоянном подмагничивании.

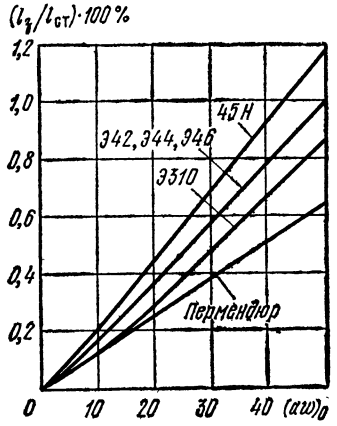


Рис. 4.10. Зависимость относительной величины зазора от постоянного подмагничивания.

(рис. 4.9). Зазор, при котором индуктивность достигает максимального значения, называется оптимальным. Величина $\mu_э = 1/l_{ст}\,[(1/\mu) + (l_з/l_{ст})]$ называется эквивалентной магнитной проницаемостью магнитопровода с оптимальным зазором. С ростом постоянного подмагничивания величина оптимального зазора возрастает, а эквивалентная магнитная проницаемость уменьшается. Обе величины зависят не только от степени постоянного подмагничивания, но и от материала магнитопровода. На рис. 4.10 приведены графики зависимости относительной величины оптимального зазора от степени подмагничивания для разных материалов. Зависимость эквивалентной магнитной проницаемости от постоянного подмагничивания для разных материалов приведена на рис. 4.11.

Изоляционные материалы. Безотказная работа трансформаторов обеспечивается применением различных изоляционных материалов, совокупность которых образует систему изоляции трансформаторов. К системе изоляции относятся материалы каркасов и гильз, межслоевая и межобмоточная изоляции, изоляция провода, наружная изоляция катушек и пропиточные составы. К изоляционным мате-

риалам трансформаторов предъявляются требования длительного сохранения свойств при высоких температурах, малой толщины для обеспечения высоких коэффициентов заполнения окна медью, хорошей впитываемости пропиточных материалов, эластичности, сохранения свойств при изгибах и т. д.

В зависимости от теплостойкости система изоляции делится на классы (Y — 90° С, A — 105° С, E — 120° С, B — 130° С, F — 155° С, H — 180° С, C — выше 180° С), характеризующиеся предельно допустимой рабочей температурой, при которой изоляция сохраняет свойства в течение не менее 20 тыс. ч. Срок службы изоляции существенно зависит от температуры. Например, для изоляции классов Y, A, E и B повышение рабочей температуры на 8° С приводит к уменьшению срока службы приблизительно вдвое. На столько же снижается срок службы изоляции классов F и H при повышении температуры на 12° С. Уменьшение температуры соответственно удлиняет срок службы изоляции.

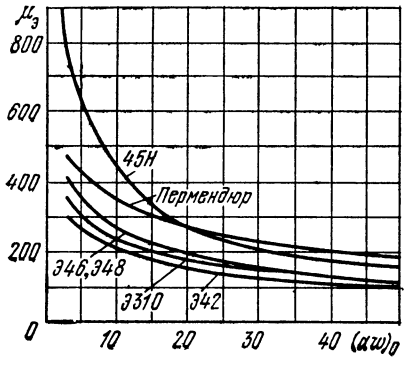


Рис. 4.11. Зависимость эквивалентной магнитной проницаемости от постоянного подмагничивания при оптимальном зазоре.

Толщина изоляции определяется механической и электрической прочностью в зависимости от испытательного напряжения. Величина испытательного напряжения при нормальных условиях вычисляется по формуле

$$U_{\text{исп}} = 2U_{\text{раб}} + 10^3 - (37{,}5\cdot 10^8 - U^2_{\text{раб}})/(5\cdot 10^4 U_{\text{раб}})\ \text{[В]}, \quad (4.27)$$

а при повышенной влажности

$$U_{\text{исп}} = 1{,}5U_{\text{раб}} + 0{,}5\cdot 10^3 + (4\cdot 10^4/U_{\text{раб}}) - U^2_{\text{раб}}/(1{,}2\cdot 10^5)\ \text{[В]}. \quad (4.28)$$

Толщина изоляции рассчитывается по формуле

$$\Delta = U_{\text{исп}}/U_{\text{пр}}, \quad (4.29)$$

где $U_{\text{пр}}$ — минимальное пробивное напряжение изоляции при рабочей температуре и влажности.

При рабочих напряжениях до 500 В толщина изоляции стенок каркаса выбирается из условия механической прочности в пределах 0,5...2 мм. При напряжениях свыше 500 В толщина изоляции определяется электрической прочностью. В качестве межобмоточной и межслоевой изоляции до температур не выше 130° С применяют лакированные бумаги. В последние годы бумага вытесняется полиэтилентетрафталатными, лавсановыми и другими пленками, которые обладают более высокой электрической прочностью. Межслоевая и

межобмоточная изоляции используются также для более ровной укладки провода, и чтобы исключить сползание крайних витков.

Для защиты трансформаторов от воздействий внешней среды применяются пропитка, обволакивание и заливка. Пропиточные материалы должны обладать влагостойкостью, не содержать воздушных включений, выдерживать тепловые удары, иметь высокую адгезионную способность к изоляционным и металлическим деталям трансформаторов, не должны обладать растворяющей способностью по отношению к другим материалам и т. п. Наиболее распространенными являются пропиточные масляно-битумные лаки 447, 458, 447М (класс А, Е, Б), меламино-масляно-глифталевый лак МЛ-92 (класс А, Е), эпоксидные компаунды на основе смол ЭД-5, ЭД-6, ЭДЛ (класс В, Е), кремнийорганические лаки ЭФ-3БСУ, К47, К57 и др.

Для обволакивания трансформаторов применяются покровные лаки Э-4100, УР-231 (класс А, Е), СБС-1, К-55 (класс В, F) и эмали ЭП-51 (класс А, Е), ОЭП-4171-1 (класс F), ЭП-74Г (класс С). Заливка трансформаторов осуществляется различными компаундами. Наилучшими свойствами обладают эпоксидные компаунды ЭЗК-6 (класс Е), ЭЗК-10 (класс F). Недостатком эпоксидных компаундов является токсичность и большие усилия усадки, что не позволяет применять их в трансформаторах и дросселях с тонкими проводами при низких температурах.

Обмоточные провода. В трансформаторах применяют медные и алюминиевые провода круглого или прямоугольного сечения. Алюминиевые провода в РЭА используются сравнительно редко. Провода прямоугольного сечения в виде шин или лент применяются только в трансформаторах мощностью более 500 В·А с небольшим числом витков. Провода выбираются по классу нагревостойкости изоляции.

Для работы при температурах до 220° С (класс С) применяются провода с эмалевой изоляцией (ТУ 017-215—66) на основе полимерных материалов — полиамидов, выдерживающие тепловые удары в течение трех часов при температуре 300...400° С. При рабочей температуре свыше 200° С происходит интенсивное окисление медного провода. Поэтому его защищают дополнительным никелированием с последующим покрытием полиэмидными эмалями. Такой провод (ПНЭДИМИД) по нагревостойкости относится к классу С. К этому же классу относятся провода со стекловолоконной изоляцией ПСД с максимальной рабочей температурой до 200° С и провода типа ПСДНТ, ПНСДК, выдерживающие температуру до 300° С. Для работы при более высоких температурах разработаны жаропрочные провода со стеклоэмалевой изоляцией ПЭЖБ (400° С) и ПОЖ (500...600° С) со сроком службы 500 ч.

4.5. Конструкции трансформаторов

Конструкция любого трансформатора состоит из магнитопровода, катушки с обмотками и конструктивной арматуры, предназначенной для сборки и крепления трансформатора. Конструкция оп-

ределяется типом магнитопровода. В двухфазных трансформаторах и дросселях низкой частоты различают магнитопроводы трех типов (рис. 4.12): броневые, тороидальные, стержневые.

В зависимости от технологии изготовления магнитопроводы делятся на шихтованные *1*, ленточные *2* и прессованные. Шихтованные магнитопроводы набираются из штампованных пластин Ш-, П-

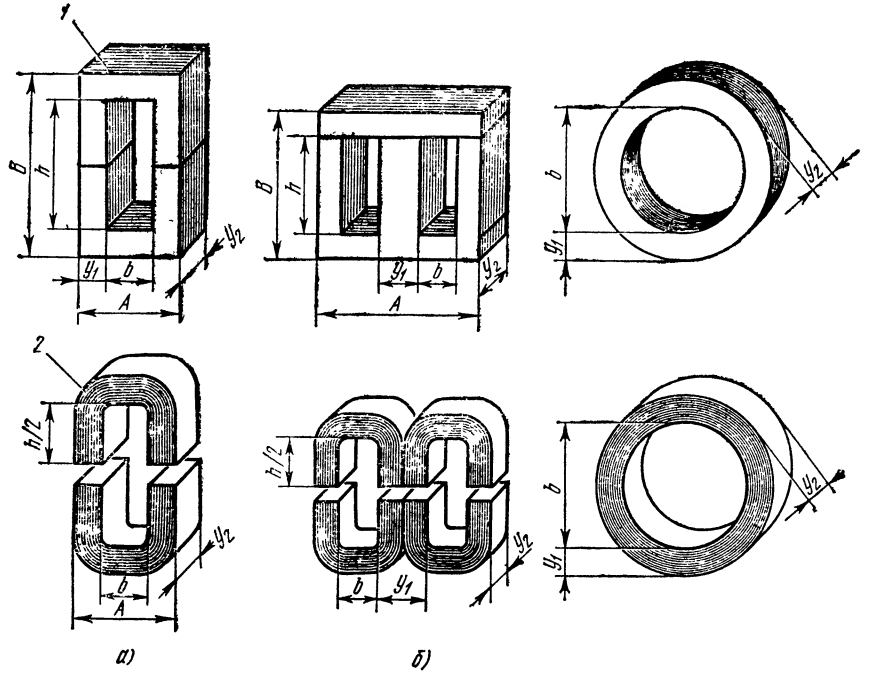


Рис. 4 12. Конструкции магнитопроводов трансформаторов:
а — стержневая, *б* — броневая; *в* — тороидальная, *1* — пластинчатая, *2* — ленточная

и О-образной формы встык или вперекрышку (рис. 4.13). Сборка встык применяется для получения немагнитного зазора. Сборка вперекрышку понижает магнитное сопротивление магнитопровода, поскольку большое магнитное сопротивление стыка шунтируется малым магнитным сопротивлением соседней пластины. Пластины магнитопровода при штамповке ориентируют вдоль направления проката для использования текстурованных свойств электротехнических сталей. Однако в направлении, перпендикулярном направлению проката, часть магнитопровода обладает повышенным магнитным сопротивлением из-за меньшего значения магнитной проницаемости. Для компенсации этого применяется уширение ярма. Такие магнитопроводы обозначаются буквами УШ.

Ленточные и прессованные магнитопроводы бывают замкнутые и разрезные (разъемные). Замкнутые магнитопроводы применяются при необходимости более полного использования магнитных свойств

материала и уменьшения магнитного потока рассеяния. Однако при этом значительно удорожается изготовление намотки. Более удобными являются разъемные магнитопроводы, которые получаются разрезанием на две половины навитых замкнутых магнитопроводов стержневой конструкции. Половины разрезанного магнитопровода стягиваются при сборке с помощью конструктивной арматуры. Для уменьшения влияния образовавшегося зазора торцы половин магнитопровода шлифуют, а затем склеивают пастой с порошкообразным ферромагнитным наполнителем.

Для микроэлектронной аппаратуры разработаны специальные типы магнитопроводов: обращенный тор, кабельные, типа шпули и т. п. (рис. 4.14). Конструкция этих магнитопроводов обусловлена требованием планарности трансформаторов и удобством их сочленения с микроэлементами для обеспечения высокого коэффициента заполнения объема.

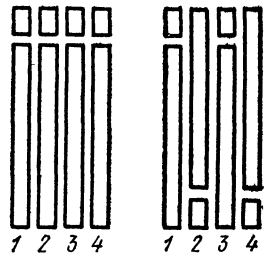


Рис. 4.13. Сборка пластинчатого магнитопровода:
а — встык; *б* — вперекрышку; *1—4* — номера рядов.

Магнитопроводы трансформаторов характеризуются следующими конструктивными размерами (рис. 4.12): y_1 — ширина стержня; y_2 — толщина стержня или толщина набора в шихтованных магнитопроводах; b — ширина окна; h — высота окна; B — высота стержня. Для тороидальных магнитопроводов определяют диаметр окна b. Зная эти размеры, можно определить все конструктивные параметры трансформатора. Например, активную площадь сечения магнитопровода находят по формуле $S_{ст} = k_{зс} y_1 y_2$. Площадь окна магнитопровода $S_{ок} = bh$. Длина средней магнитной силовой линии определяется по чертежу магнитопровода выражением

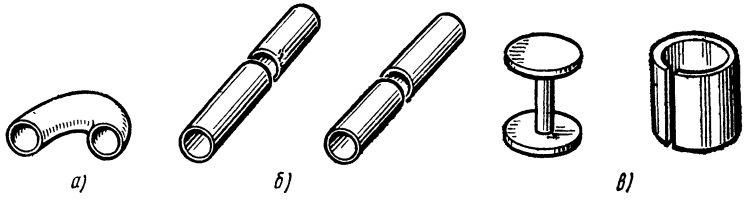


Рис. 4 14. Магнитопроводы миниатюрных трансформаторов:
а — обращенный тор; *б* — кабельного типа; *в* — типа шпули.

$$l_{ст} = 2(b + h) + 2\pi r, \qquad (4.30)$$

где $r = y_1/4$ для броневых и $r = y_1/2$ для стержневых магнитопроводов. Средняя длина магнитных силовых линий тороидальных магнитопроводов определяется формулой $l_{ст} = \pi\ (b + y_1)$ и т. д.

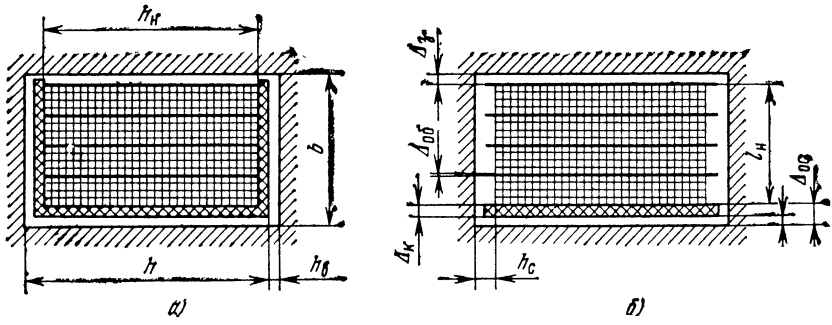


Рис. 4.15. Разрез обмоток трансформатора:
а — на каркасе; *б* — на гильзе.

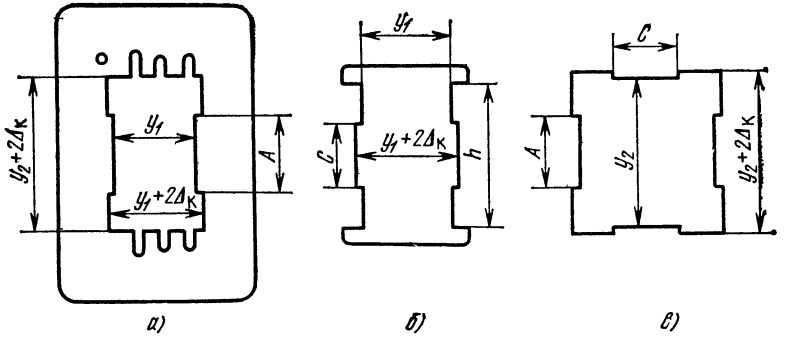


Рис. 4.16. Детали штампованного каркаса:
а — щека; *б, в* — внутренние стенки.

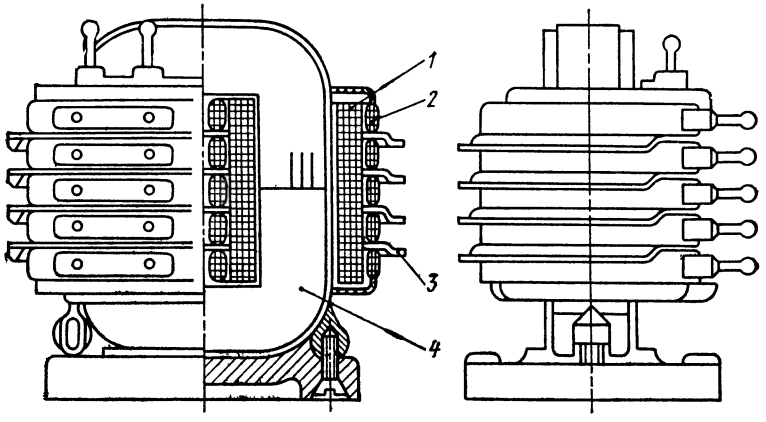


Рис. 4.17. Конструкция галетного трансформатора:
1 — галета первичной обмотки; *2* — галета вторичной обмотки; *3* — радиатор; *4* — магнитопровод.

Обмотки трансформаторов выполняются на каркасах или гильзах (рис. 4.15), образуя законченный конструктивный узел — катушку. Каркасы имеют различную конструкцию в зависимости от назначения трансформаторов, их стоимости, технологии намотки и т. п. Для массового производства каркасы изготовляют методом прессования из пластмасс типа АГ-4 или ДВС-2-Р-2М «Л» и т. п. При массовом производстве также широко применяются сборные каркасы, детали которых изготовляются штамповкой из листовых электроизоляционных материалов—гетинакса, электрокартона и т. п. толщиной от 0,4 до 2 мм (рис. 4.16).

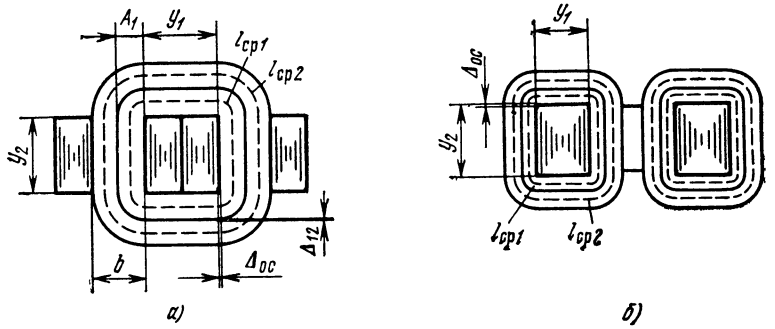


Рис. 4.18. К определению средней длины витка.

Гильзовая конструкция каркаса применяется в катушках с малым числом витков и слоев. Чтобы предотвратить сползание крайних витков, их фиксируют лентой из лакоткани, каждый последующий слой укорачивают, а оставшееся место заполняют изоляционной массой. В бескаркасных обмотках, а также в тороидальных трансформаторах выводы закрепляют нитками или подпаивают к лепесткам крепежной ленты, которую закрепляют вокруг катушки.

В трансформаторах применяются преимущественно обмотки двух видов: цилиндрические и галетные. Наиболее простой и широко распространенной является цилиндрическая обмотка, располагаемая вдоль всей длины каркаса. Ее разновидностью является секционированная обмотка, которая применяется для уменьшения собственной емкости катушки. Галетную обмотку используют реже из-за большей сложности изготовления. Она обладает более высокой электрической прочностью и меньшей собственной емкостью, поэтому ее часто применяют в высоковольтных и галетных трансформаторах (рис. 4.17). Галетная обмотка выполняется в виде отдельной секции обмотки и представляет собой законченную конструктивную деталь трансформатора. Это позволяет сменить часть обмотки (галету) при ремонте.

Обмотки трансформатора характеризуются числом витков и средней длиной витка. Средняя длина витка определяется по геометрическим размерам магнитопровода, толщине обмотки и изоля-

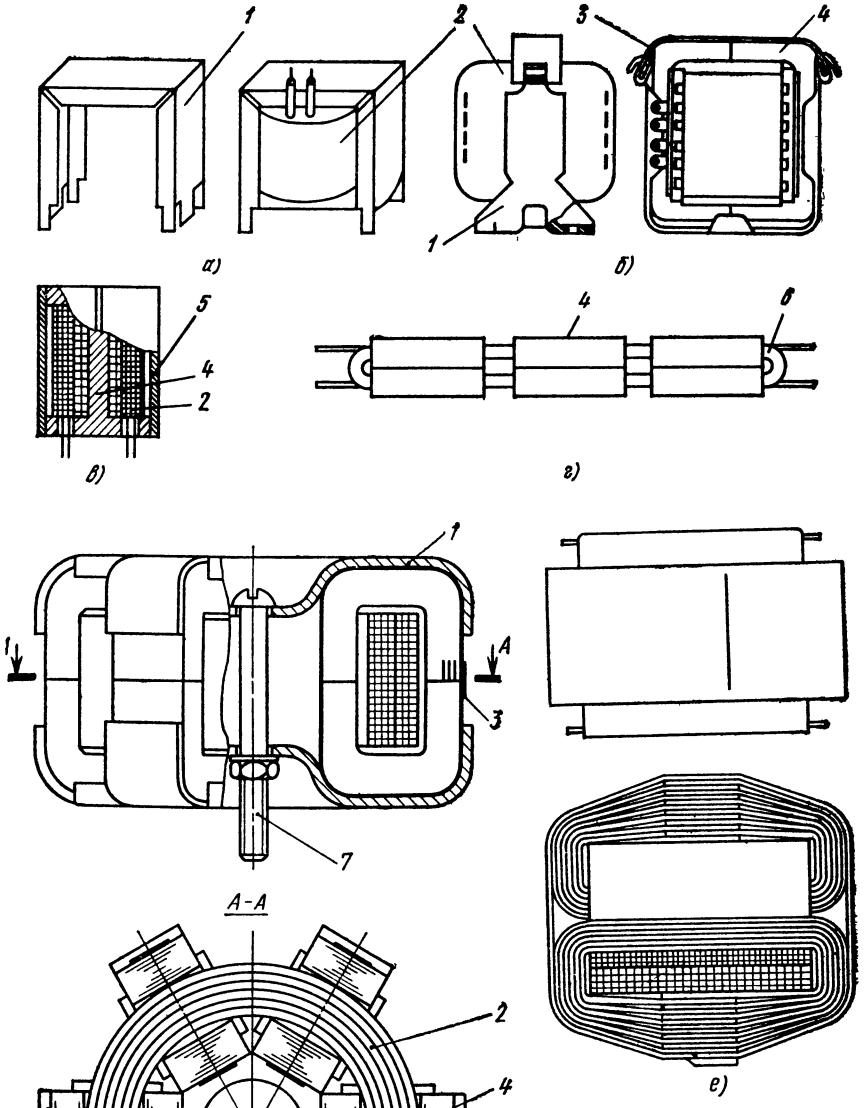


Рис. 4.19. Конструкции трансформаторов:

а — броневой пластинчатый трансформатор; *б* — броневой ленточный трансформатор; *в* — трансформатор типа шпули; *г* — кабельный трансформатор; *д* — круговой трансформатор; *е* — броневой планарный трансформатор; *1* — обжимка; *2* — катушка; *3* — лента обжимная; *4* — магнитопровод; *5* — наружный магнитопровод; *6* — обмотка; *7* — винт.

ционным расстояниям. Например, средняя длина витка галетной обмотки броневого трансформатора (рис. 4.18, *а*) с полным заполнением окна определяется формулой

$$l_{ср} = 2(y_2 + 2\Delta_{ос}) + 2(y_1 + 2\Delta_{ос}) + \pi\,(b - \Delta_{ос}), \qquad (4.31)$$

где $\Delta_{ос}$ — толщина изоляции между обмоткой и стержнем.

Как и в катушках индуктивности, в трансформаторах применяется намотка слоевая, «в навал» и универсальная. Отношение площади, занятой медью обмоток, к площади окна магнитопровода, называется коэффициентом заполнения окна медью

$$k_м = S_м/S_{ок}. \qquad (4.32)$$

Коэффициент заполнения окна медью в большинстве случаев лежит в пределах 0,1...0,3. Для повышения коэффициента заполнения обмотку выполняют проводом прямоугольного сечения в виде фольги. Такие провода целесообразно применять для галетных обмоток.

Конструкция трансформаторов определяется типом применяемого магнитопровода. Для силовых и низкочастотных трансформаторов мощностью до 100 В·А наиболее рациональна броневая конструкция. Она обеспечивает наилучшее охлаждение и наименьший расход обмоточных материалов. Трансформаторы собираются с помощью конструктивной арматуры, которая используется и для их крепления. В трансформаторах, выполненных из шихтованного материала, магнитопровод после сборки вставляют в обжимку, имеющую усы для крепления (рис. 4.19, *а*), изолируют от обжимки прокладкой, чтобы исключить закорачивание пластин и рост вихревых токов. В трансформаторах, собранных на ленточных магнитопроводах, производят стягивание магнитопровода для придания цельности конструкции и уменьшения немагнитного зазора. Стяжку производят металлической лентой, охватывающей обе половины магнитопровода, либо металлическими скобами, снабженными элементами крепления трансформатора (рис. 4.19, *б*).

Для повышения качества, надежности и ускорения производства конструкции трансформаторов и дросселей низкой частоты унифицированы. В основу унификации положены ряды магнитопроводов — они представляют совокупность геометрически подобных магнитопроводов, предназначенных для трансформаторов с заданным диапазоном мощностей при разности между соседними мощностями 25%. Размеры каждого трансформатора выбираются по ряду предпочтительных чисел (ГОСТ 8032—56), которые образуют геометрическую прогрессию со знаменателем 1,25 (1,0; 1,25; 1,6; 2,0; 2,5; 3,2; 4,0; 5,0; 6,3; 8,0; 10,0 и т. д.) По этому ряду выбирается ширина стержня y_1, а остальные размеры устанавливаются по оптимальным соотношениям для магнитопроводов наименьшей массы, объема и стоимости.

В миниатюрных трансформаторах наибольшее распространение получили тороидальная, шпулечная, кабельная и броневая конструкции (рис. 4.19). Тороидальная конструкция обладает мини-

мальным рассеянием и наиболее устойчива к внешним наводкам. Недостатком тороидальных трансформаторов является невысокое использование окна ($k_м$ = 0,1...0,13). Сравнительной простотой изготовления и высокой механической прочностью отличаются шпулечные трансформаторы (рис. 4.19, *в*). Магнитопровод такого трансформатора состоит из шпули с фланцами и замыкающего цилиндрического экрана. Для уменьшения потерь на вихревые токи в шпуле и в экране делают прорези, которые используются и для выводов обмоток. Трансформаторы кабельного типа (рис. 4.19, *г*) имеют цилиндрический магнитопровод, состоящий из отдельных трубчатых сердечников, нанизанных на обмотку. Обмотка выполняется в виде жгута из параллельных проводников. После нанизывания бусинок магнитопровода на жгут отдельные его жилы соединяются друг с другом, образуя обмотку трансформатора.

Наименьшая толщина трансформатора достигается в планарной броневой конструкции (рис. 4.19, *е*). Трансформатор отличается большим отношением высоты к ширине окна $h/b \geqslant 1$ и значительной шириной ленты y_2. Броневая конструкция формируется после намотки провода на пакет изолированных пластин магнитомягкого материала. После изготовления обмотки пластины магнитопровода поочередно отгибаются. Достоинством трансформатора является простота изготовления, а недостатком — понижение магнитного сопротивления из-за образования наклепа при формировании магнитопровода.

4.6. Проектирование силовых трансформаторов

Для конструктивного расчета силовых трансформаторов необходимо знать действующие напряжения и токи вторичных обмоток при номинальных нагрузках, коэффициенты мощности нагрузок, частоту и напряжение сети, допуски на частоту Δf и напряжение ΔU сети питания и технико-экономические показатели.

Целью конструктивного расчета является определение размеров магнитопровода, числа витков и параметров обмоток, которые обеспечивали бы работу трансформатора длительное время с допустимой температурой перегрева и заданной нестабильностью напряжения на нагрузке. Для самолетной, ракетной и космической аппаратуры проектируются трансформаторы минимальной массы. Максимальная температура перегрева для этой аппаратуры составляет 70° С при температуре окружающей среды 60° С и температуре внутри прибора 85° С. К наземной, судовой и автомобильной аппаратуре не предъявляются жесткие требования в отношении массы. Основное требование для нее — длительный срок службы, что обеспечивается снижением температуры перегрева до 50...60° С. Трансформаторы широкого применения проектируются минимальной стоимости на длительный срок службы с температурой перегрева не более 45° С.

Таблица 43

Значение индукции в магнитопроводе

Конструкция магнитопровода	Материал магнитопровода (толщина, мм)	Частота сети, Гц	Магнитная индукция B_{max}, T, при P_2, В·А				
			5...15	15..50	50...150	150...300	300...1000
Броневая (пластинчатая)	Э42 (0,35)	50	1,1...1,3	1,3	1,3...1,35	1,35	1,35...2,0
Броневая (ленточная)	Э310 (0,35)	50	1,55	1,65	1,65	1,65	1,65
Стержневая (ленточная)	Э310 (0,35)	50	1,5...1,6	1,6	1,7	1,7	1,7
Броневая (пластинчатая)	Э44 (0,2)	400	1,1	1,2	1,2... 1,15	1,5...10	1,0...0,8
Броневая (ленточная)	Э340 (0,15)	400	1,4	1,4	1,4	1,4	1,3
Стержневая (ленточная)	Э340 (0,15)	400	1,6	1,6	1,6...1,5	1,5...1,3	1,3...0,96

Таблица 4.4

Значение плотности тока в обмотках

Конструкция магнитопровода	Материал магнитопровода (толщина, мм)	Частота сети, Гц	Плотность тока j, А/мм², при P_2, В·А				
			5...15	15...50	50 ...150	150...300	300...1000
Броневая (пластинчатая)	Э42 (0,35)	50	3,9...3,0	3,0...2,4	2,4...2,0	2,0...1,7	1,7...1,4
Броневая (ленточная)	Э310 (0,35)	50	3,8...3,5	3,5...2,7	2,7...2,4	2,4...2,3	2,3...1,8
Стержневая (ленточная)	Э310 (0,35)	50	7...5,2	5,2..,3,8	3,8...3,0	3,0...2,4	2,4...1,7
Броневая (ленточная)	Э44 (0,2)	400	6,0	5,5...5,0	5,0...4,0	4,0...2,8	2,8...1,6
Броневая (ленточная)	Э340 (0,15)	400	7,8...9,4	6,5...8,4	6,5...4,0	4,0...2,7	2,7...1,5
Стержневая (ленточная)	Э340 (0,15)	400	11...9,6	9,6...5,6	5,6...3,5	3,5...2,8	2,8...1,8

Таблица 4.5

Коэффициент заполнения окна

Конструкция магнитопровода	Частота сети, Гц	Коэффициент заполнения окна $k_м$ при P_2, В·А				
		5...15	15...50	50...150	150...300	Более 300
Броневая (пластинчатая)	50	0,19...0,29	0,25...0,3	0,25...0,32	0,27...0,34	0,3...0,38
Броневая (ленточная)		0,13...0,27	0,23...0,29	0,26...0,32	0,27...0,34	0,3...0,38
Стержневая(ленточная)		0,12...0,25	0,21...0,28	0,24...0,29	0,25...0,93	0,3...0,35
Броневая (пластинчатая)	400	0,19...0,22	0,19...0,27	0,23...0,29	0,25...0,3	0,26...0,35
Броневая (ленточная)		0,17...0,2	0,17...0,22	0,19...0,29	0,25...0,3	0,26...0,38
Стержневая(ленточная)		0,15...0,18	0,15...0,25	0,21...0,28	0,25...0,3	0,24...0,35

Примечание. Большие коэффициенты заполнения соответствуют рабочим напряжениям до 100 В.

Мощность, определяющая габариты трансформаторов, называется типовой или габаритной:

$$P_{\text{тип}} = \left(P_{\text{к1}} + \sum_{i=1}^{N} P_{\text{к}i2} \right) \Big/ 2,$$

где $P_{\text{к1}}$ — кажущаяся мощность первичной обмотки; $P_{\text{к}i2}$ — кажущаяся мощность вторичных обмоток.

Для простейшего двухобмоточного трансформатора при условии $E_2 = U_2$ с учетом к. п. д. трансформатора получаем

$$P_{\text{тип}} = 0{,}5E_2I_2[1 + (1/\eta\cos\varphi)]. \qquad (4.33)$$

Определим ток I_2, считая плотность тока j_2 заданной: $I_2 = j_2S_{\text{пр}\,2} = 100\, j_2S_{\text{ок}2}k_{\text{м}}/w_2$. Коэффициент 100 вводится в это выражение, если $S_{\text{ок}2}$ выражено в см², а плотность тока в А/мм². Для двухобмоточного трансформатора можно считать $S_{\text{ок}2} = S_{\text{ок}}/2$ и $j = j_2$. Активное сечение стали и меди определяется выражениями (4.12) и (4.32). Подставляя эти соотношения в формулу (4.33), а также определяя E_2 из уравнения трансформаторной э. д. с. (4.6), получаем

$$P_{\text{тип}} = 1{,}11(1 + 1/\eta\ \cos\varphi)(f - \Delta f)B_{\text{м}}jk_{\text{м}}S_{\text{ок}}k_{\text{зс}}S_{\text{с}} \cdot 10^{-2}. \qquad (4.34)$$

Из этого соотношения можно найти произведение сечения стали магнитопровода на площадь окна в зависимости от типовой мощности трансформатора

$$S_{\text{с}} \times S_{\text{ок}} = P_{\text{тип}} \cdot 10^2/1{,}11(1 + 1/\eta\cos\varphi)(f - \Delta f)\, B_{\text{м}}jk_{\text{м}}k_{\text{зс}}. \qquad (4.35)$$

Произведение $S_{\text{с}} \times S_{\text{ок}}$ однозначно определяет требуемый типоразмер магнитопровода, который выбирается по табл. П.4.1, П.4.2. Величина индукции и плотности тока выбирается по табл. 4.3 и 4.4. Коэффициенты $k_{\text{зс}}$ берут из табл. 4.1, а коэффициент $k_{\text{м}}$ — из табл. 4.5.

Как следует из выражения (4.35), для уменьшения размеров магнитопровода следует по возможности увеличивать индукцию и плотность тока j в обмотках. Однако при увеличении индукции уменьшается магнитная проницаемость материала, что приводит к росту тока намагничивания. Это особенно существенно для трансформаторов, работающих на частоте 50 Гц, так как индуктивное сопротивление обмоток в этом случае существенно ниже, чем при частоте 400 Гц.

Плотность тока в обмотках и максимальная индукция зависят от мощности трансформатора. В соответствии с формулой (4.14) потери в стали пропорциональны массе магнитопровода или его объему. Потери в меди также можно выразить через объем обмоток. В нагруженном трансформаторе потери в меди определяются потерями в первичной и вторичной обмотках:

$$P_{\text{м}} = P_{\text{м1}} + \sum_{i=1}^{N} P_{\text{м}2i} = I_1^2 r_1 + \sum_{i=1}^{N} I_{2i}^2 r_{2i}. \qquad (4.36)$$

Приняв плотность тока одинаковой ($j_1 = j_2 = j_3 = \ldots = j_N$), а также выразив сопротивление обмоток провода через длину провода $l_{пр}$ и площадь поперечного сечения $S_{пр}$, получим

$$P_м = (jS_{пр1})^2 \rho \frac{l_{пр1}}{S_{пр1}} + \sum_{i=1}^{N} (jS_{пр2i})^2 \rho \frac{l_{пр2i}}{S_{пр2i}}. \quad (4.37)$$

Произведение сечения провода на его длину является объемом обмотки. Таким образом, выражение $S_{прi} l_{прi}$ представляет собой объем, занятый медью i-ой обмотки, т. е. $P_м = j^2\rho$ ($V_{м1} + V_{м2}$) $= j^2\rho V_м$. Выразив объем обмоток трансформатора через массу и плотность меди $\gamma_м$, представим потери в меди соотношением

$$P_м = j^2(\rho/\gamma_м) G_м. \quad (4.38)$$

С увеличением мощности трансформатора возрастает в соответствии с формулой (4.35) произведение площади сечения магнитопровода на площадь меди, т. е. увеличивается объем трансформатора. Объемы магнитопровода и обмоток трансформатора пропорциональны кубу, а поверхность — квадрату линейного размера. При сохранении предельной индукции в магнитопроводе и максимальной плотности тока в обмотках в соответствии с формулами (4.14) и (4.38) потери возрастают быстрее, чем поверхность охлаждения, что приводит к большому перегреву трансформатора. Поэтому с ростом мощности трансформатора, а следовательно, и его размеров необходимо уменьшать как величину максимальной индукции, так и плотность тока.

После выбора типа магнитопровода определяют число витков. По формуле (4.6) находят э. д. с. самоиндукции в первичной обмотке, зная напряжение сети и внутреннее падение напряжения: $E_1 = U - \Delta U_1$. Из формулы (4.4) следует, что $E_2 = U_н + \Delta U_2$. Подставим эти соотношения в формулу (4.6) и определим число витков первичной и вторичной обмоток при минимальной частоте сети

$$w_1 = \frac{U - \Delta U_1}{4{,}44 B_м S_{ст} (f - \Delta f)}; \quad w_{2i} = \frac{U_{н2i} + \Delta U_{2i}}{4{,}44 B_м S_{ст} (f - \Delta f)}. \quad (4.39)$$

Значение допустимого падения напряжения в трансформаторе в процентах ($\Delta U\%$) определяется по кривым рис. 4.3, *а*. Абсолютные величины падений напряжения в обмотках ΔU_1 и ΔU_{2i} вычисляются по формулам

$$\Delta U_1 = \frac{\Delta U\% \, U}{200\%}; \quad \Delta U_{2i} = \frac{\Delta U\% \, U_{н2i}}{200\%}.$$

Найденное дробное число витков при напряжениях на обмотке 10...15 В округляется до половины витка, а при больших напряжениях до целого числа витков.

После расчета числа витков определяют диаметры проводов обмоток. При известной величине тока в обмотке I_i и плотности тока j_i диаметр провода i-й обмотки находят по формуле

$$d_i = 2\sqrt{I_i/\pi j_i} = 1{,}13\sqrt{I_i/j_i} \text{ [мм]}. \quad (4.40)$$

После определения диаметра проводов всех обмоток по каталогу выбирают тип провода и диаметр, который в наибольшей степени соответствует расчетному, определяют диаметр провода в изоляции, уточняют сечение провода и находят массу одного метра провода.

4.7. Расчет размещения обмоток

В обмотках трансформаторов предусматривается несколько изоляционных расстояний (рис. 4.15): расстояние по поверхности изоляции $h_с$ между магнитопроводом и крайним витком в слое, расстояние между первым слоем обмотки $\Delta_{ос}$ и магнитопроводом, расстояние между обмотками $\Delta_{об}$, расстояние между верхним слоем наружной обмотки и магнитопроводом $\Delta_з$. Величина всех изоляционных расстояний определяется из условий электрической и механической прочности, а также из технологических соображений. Например, зазоры $\Delta_з$ и $h_в$ между гильзой и стержнем выбираются из условия обеспечения широкоходовой посадки магнитопровода при его сборке. После выбора толщины каркаса находят осевую длину намотки $h_н = h - 2h_с = h - 2\Delta_к - 2h_в$. Далее определяют число витков в слое $w_{сi} = h_н/\alpha d_{изi}$, где α — коэффициент неплотности намотки, определяемый по табл. 3.1. При известном числе витков в слое определяют количество слоев обмотки $M_i = w_{об\,i}/w_{сi}$, где $w_{об\,i}$ — количество витков i-й обмотки. Число слоев округляют до большего целого числа. Выбрав межслоевую изоляцию $\Delta_с$, рассчитывают радиальную толщину обмоток

$$A_i = k_в M_i d_{изi} + (M - 1)\Delta_с,$$

где $k_в$ — коэффициент выпучивания обмоток, равный $k_в = 1{,}2$ при толстом проводе; $k_в = 1{,}4$ при тонком проводе и большом числе слоев. После вычисления радиальной толщины обмоток A_i, межобмоточной изоляции $\Delta_{об\,i}$ и наружной изоляции $\Delta_н$ вычисляют суммарную толщину обмоток

$$A_\Sigma = h_в + \Delta_к + \sum_{i=1}^{N} A_i + \sum_{i=1}^{N-1} \Delta_{обi} + \Delta_н,$$

где $h_в$ — толщина зазора между магнитопроводом и каркасом.

Последним этапом расчета размещения обмоток является определение зазора между катушкой и магнитопроводом $\Delta_з = b - A_\Sigma$. Если ширина этого зазора находится в пределах 0,5...1,0 мм, то обмотки удовлетворительно размещаются в окне магнитопровода. Если зазор больше указанной величины, следует выбирать магнитопровод меньших размеров. Если же обмотки не размещаются в окне магнитопровода, следует выбирать магнитопровод большего размера.

После расчета размещения обмоток и окончательного уточнения типа магнитопровода находят потери в стали и обмотках трансформатора. Потери в стали определяют по формуле (4.14), потери

в каждой обмотке — по формуле (4.38). В этой формуле масса меди каждой обмотки определяется выражением

$$G_{мi} = g_i w_i l_{срi} \cdot 10^{-3} \text{ [кг]},$$

где g — масса 1 м провода, г; $l_{срi}$ — средняя длина витка обмотки, м.

Средняя длина витка определяется по чертежу обмоток. В соответствии с рис. 4.18 при известных геометрических размерах обмоток

$$l_{ср1} = 2(y_1 + y_2 + 4\Delta_{ос} + \pi r_1), \quad r_1 = A_1/2,$$
$$l_{ср2} = 2(y_1 + y_2 + 4\Delta_{ос} + \pi r_2),$$

где $r_2 = A_1 + \Delta_{12} + A_2/2$.

Так как обмотки трансформатора работают при повышенной температуре, то величину потерь в меди определяют обычно при температуре 100...105° С по формуле

$$P_м \approx j^2 2{,}7 G_м \text{ [Вт]}, \qquad (4.41)$$

где j — плотность тока, А/мм²; $G_м$ — масса провода, кг.

4.8. Расчет теплового режима силовых трансформаторов

Потери электрической энергии в трансформаторе вызывают его нагрев. Тепловая энергия, выделяющаяся в магнитопроводе и обмотках, создает соответственно два тепловых потока $P_{тс}$ и $P_{тм}$, которые проходят по магнитопроводу и обмоткам и выделяются в окружающее пространство. Вследствие инерционности тепловых сопротивлений обмоток и магнитопровода процесс нагрева трансформатора происходит по закону, близкому к экспоненциальному. В установившемся режиме наступает тепловое равновесие. Разность между установившейся температурой в трансформаторе и температурой окружающей среды называется температурой перегрева.

Отвод тепла в окружающее пространство осуществляется за счет конвекции, теплопроводности и лучеиспускания. Учет всех составляющих теплообмена достаточно сложен. Поэтому при тепловых расчетах трансформатора вводится коэффициент теплоотдачи α, который определяется количеством тепла или мощности, отдаваемой 1 см² поверхности охлаждения при температуре перегрева 1° С. Коэффициент теплоотдачи зависит от мощности трансформатора, частоты сети,

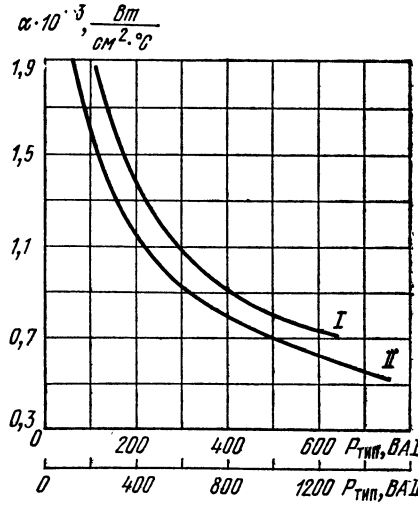


Рис. 4.20. График зависимости коэффициента теплоотдачи от мощности.

состояния охлаждающей поверхности и т. п. (рис. 4.20). В установившемся тепловом режиме имеет место равенство

$$P_м + P_{ст} = \alpha \Delta t S_{охл}, \qquad (4.42)$$

где α — коэффициент теплоотдачи, Вт/(см^2·град); $S_{охл}$ — поверхность охлаждения, см^2; Δt — температура перегрева, град.

Поверхность охлаждения трансформатора состоит из наружных поверхностей магнитопровода и обмоток и определяется по геометрическим размерам трансформатора $S_{охл} = S_{охл\,ст} + S_{охл\,м}$. В трансформаторах небольшой мощности (до 500 В.А) потери в магнитопроводе меньше потерь в меди. Поэтому охлаждающую поверхность магнитопровода принимают меньшей и равной $S_{охл\,ст} = S_{охл\,м}\sqrt{P_{ст}/P_м}$. При этом температуру перегрева трансформатора Δt можно определить по формуле (4.42)

$$\Delta t = (P_м + P_{ст})/\alpha(S_{охлм} + S_{охлм}\sqrt{P_{ст}/P_м}). \qquad (4.43)$$

Полученное соотношение определяет температуру перегрева поверхности трансформатора. Температура обмоток обычно выше на 10...15° С. Поэтому во внутренних обмотках целесообразно уменьшать плотность тока на 10...20%. Для уменьшения температуры перегрева применяют пропитку обмоток теплопроводящими компаундами, шпаклевку торцов катушек, покрытие эмалями с повышенным лучеиспусканием, теплопроводящие радиаторы или полупроводниковые термоэлементы, действие которых основано на эффекте Пельтье.

4.9. Поверочный расчет силовых трансформаторов

Заключительным этапом проектирования силовых трансформаторов является их поверочный расчет, при котором уточняются и устанавливаются электрические параметры — ток холостого хода, падения напряжений в обмотках, фактическая плотность тока в обмотках и т. д. Реактивная составляющая тока холостого хода определяется выражением (4.19). Напряженность магнитного поля в магнитопроводе находится по графикам перемагничивания магнитопроводов при известной индукции. Индукцию при расчете составляющих тока холостого хода определяют по формуле

$$B_{мхх} = B_м + \Delta B = B_м[1 + (\Delta U_1/2U_1)],$$

где $\Delta U_1/U_1$ — относительное падение напряжения в первичной обмотке трансформатора. Активная составляющая тока холостого хода определяется из формулы (4.9) по величине потерь в стали. Ток холостого хода вычисляется по формуле (4.1).

После расчета тока холостого хода определяют ток первичной обмотки трансформатора при номинальной нагрузке. Для этого токи вторичных обмоток пересчитывают в первичную по формуле

$$I_1 = \left(P_м + P_{ст} + \sum_{i=1}^{N} P_{a2i}\right) \Big/ U_1.$$

По формуле (4.19) вычисляют ток намагничивания первичной обмотки при нагрузке, а затем находят модуль тока первичной обмотки $I_1 = \sqrt{I_1^2 + I_\mu^2}$. Определяют длину провода обмотки при известном числе витков и средней длине витка $l_i = l_{ср\,i}w_1$. Рассчитывают сопротивление обмоток постоянному току при температуре 20°С $r_i = 1{,}75 l_i / S_{пр\,i}$ [Ом]. Определяют падение напряжения в обмотках при рабочей температуре

$$\Delta U_i = I_i r_i [1 + \alpha_\rho (t_{раб} - 20° \text{ С})],$$

где α_ρ — температурный коэффициент удельного сопротивления меди, и рассчитывают внутреннее относительное падение напряжения на обмотках. Вычисляют

$$\Delta U_{тр}\% = (\Delta U_1 / U_1 + \Delta U_2 / U_2) \cdot 100\%.$$

Сопоставляют найденное падение напряжения $\Delta U_{тр}\%$ с допустимым, которым задавались предварительно при определении числа витков. Если $\Delta U_{тр} > \Delta U_{i\,доп}$, то необходимо повторить расчет трансформатора на магнитопровод большего размера или увеличить сечение провода при неполном использовании окна. Если $\Delta U_{тр} < \Delta U_{i\,доп}$, то трансформатор пересчитывают на магнитопровод меньшего размера.

4.10. Трансформаторы низкой частоты. Расчет сопротивления обмоток

Трансформаторы низкой частоты работают в широком диапазоне частот. Связь между параметрами трансформатора и амплитудно-частотной характеристикой можно установить при анализе эквивалетной схемы рис. 4.1. Для простоты выкладок эквивалентная схема трансформатора рассматривается отдельно в области нижних, средних и верхних частот (рис. 4.21). В области нижних частот (рис. 4.21, *а*) модуль коэффициента частотных искажений $M_н$ определяется индуктивностью первичной обмотки и величиной эквивалентного сопротивления $R_{эн}$:

$$M_н = \sqrt{1 + (R_{эн}/\omega L_1)^2}.$$

Эквивалентное сопротивление в области нижних частот $R_{эн}$ вычисляется по формуле

$$R_{эн} = (R_i + r_1)(r_2' + R_н')/(R_i + r_1 + r_2' + R_н'). \qquad (4.44)$$

В области верхних частот амплитудно-частотная характеристика трансформатора зависит от индуктивности рассеяния, собственной емкости трансформатора и характера нагрузки. В трансформаторах, работающих на динамические громкоговорители, нагрузку можно считать практически активной. Собственная емкость трансформатора незначительна и ее влиянием на амплитудно-частотную характеристику в области верхних звуковых частот можно пренебречь. С учетом этих допущений выражение для коэффициента

частотных искажений трансформатора в области верхних звуковых частот имеет вид

$$M_{\text{в}} = \sqrt{1 + [(\omega L_s)^2/(R_i + r_1 + r_2' + R_{\text{н}}')^2]}. \qquad (4.45)$$

В области средних частот влиянием реактивных элементов трансформатора можно пренебречь (рис. 4.21, *б*). Эта эквивалентная схема позволяет получить выражение для коэффициента полезного действия трансформатора

$$\eta = P_{\text{н}}/P_{\text{вх}} = R_{\text{н}}'/(r_1 + r_2' + R_{\text{н}}') \qquad (4.46)$$

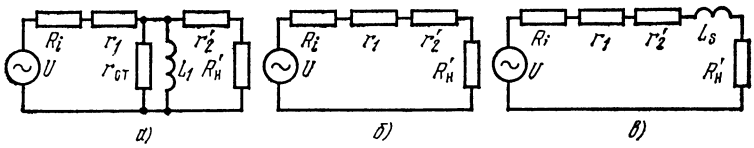


Рис. 4.21. Эквивалентная схема трансформатора низкой частоты:
а — в области нижних частот; *б* — в области средних частот; *в* — в области верхних частот.

При определении к. п. д. потери в магнитопроводе не учитываются, поскольку для уменьшения нелинейных искажений индукция даже в области нижних частот выбирается малой.

При проектировании трансформаторов к. п. д. обычно выбирают по опытным данным в зависимости от мощности трансформатора (табл. 4.6). Меньшие значения к. п. д., приведенные в табл. 4.6, берут при проектировании трансформаторов минимальной массы и объема. К. п. д. трансформатора зависит от соотношения между сопротивлением первичной обмотки и приведенным сопротивлением вторичной обмотки. Для трансформаторов, работающих в классе А, к. п. д. достигает максимального значения при

$$r_1 = r_2'. \qquad (4.47)$$

Таблица 4.6

К. п. д. трансформаторов звуковых и ультразвуковых частот

$P_{\text{н}}$, Вт	Менее 5	5...100	100...1000	Более 1000
К. п. д.	0,7...0,8	0,8...0,9	0,9...0,95	0,95...0,98

В трансформаторах, предназначенных для работы в классе В, максимальный к. п. д. устанавливается при

$$r_{1\text{п}} = \sqrt{2}\, r_2' \text{ или } r_2' = 0{,}707\, r_{1\text{п}}, \qquad (4.48)$$

где $r_{1\text{п}}$ — сопротивление половины первичной обмотки.

Из выражения (4.46) с учетом (4.47) и (4.48) можно определить сопротивления первичной и вторичной обмоток. Для трансформаторов класса А

$$r_1 = \frac{R_н}{n^2}\,\frac{1-\eta}{2\eta}; \qquad r_2 = R_н\frac{1-\eta}{2\eta}. \tag{4.49}$$

В трансформаторах класса В половины первичной обмотки работают поочередно. Поэтому сопротивление $R_н$ обычно приводится к половине первичной обмотки. Подставив равенство (4.48) в формулу (4.46), определим сопротивление первичной и вторичной обмоток трансформатора, работающего в классе В:

$$r_{1п} = 0{,}586R'_н(1-\eta)/\eta; \quad r_2 = 0{,}414R_н(1-\eta)/\eta. \tag{4.50}$$

Таким образом, сопротивление обмоток трансформатора определяется к. п. д., коэффициентом трансформации и сопротивлением нагрузки.

4.11. Нелинейные искажения в трансформаторах низкой частоты

Нелинейные искажения в трансформаторах низкой частоты зависят от индукции и возрастают с ее увеличением. В соответствии с уравнением (4.6) максимальное значение индукции в магнитопроводе имеет место на самой нижней частоте при наибольшем значении напряжения, подведенного к трансформатору. В этом случае нелинейные искажения достигают наибольшего значения.

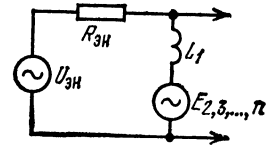


Рис. 4.22. К расчету нелинейных искажений.

Для анализа нелинейных искажений в эквивалентной схеме трансформатора в области нижних частот нелинейную индуктивность заменяют линейной [11] и последовательно с ней вводят источник э. д. с. $E_{2,3,...,n}$ высших гармоник (рис. 4.22). В режиме холостого хода напряжение источника сигнала создает на индуктивности первичной обмотки падение напряжения $U_1 = I_1\omega L$, где I_1 — ток первой гармоники. Источник напряжения $E_{2,3,...,n}$ создает в режиме холостого хода на выходе трансформатора падения напряжения высших гармоник U_2, U_3, ..., равные $U_2 = I_2R_{эн}$, $U_3 = I_3R_{эн}$, ..., где I_2, I_3, ... — токи высших гармоник в цепи $E_{2,3,...} — L_1 — R_{эн} — U_{эн}$. Отношение напряжения высших гармоник к напряжению первой гармоники называется частным коэффициентом гармоник:

$$k_{чп} = U_n/U_1 = I_nR_{эн}/I_1\omega L_1. \tag{4.51}$$

Токи высших гармоник определяются соотношением

$$I_n = E_n/\sqrt{R^2_{эн} + (\omega_n L_1)^2}, \tag{4.52}$$

где ω_n — частота n-й гармоники, равная $\omega_n = n\omega$.

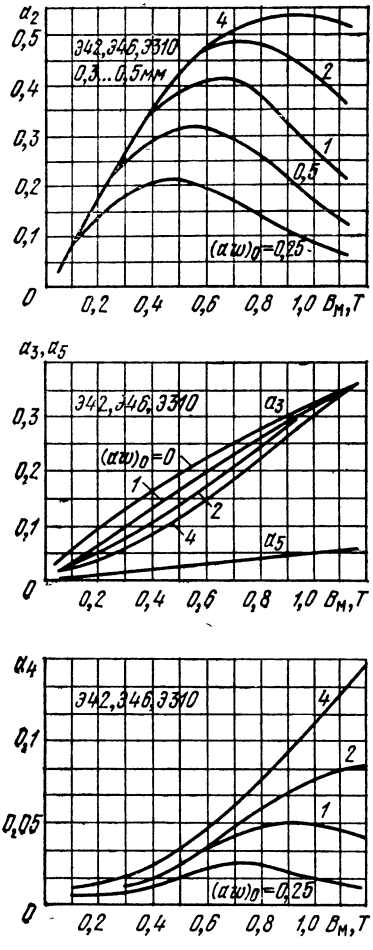


Рис. 4.23. Графики зависимости коэффициентов тока намагничивания от индукции.

Подставив это соотношение в формулу (4.51), определяем частные коэффициенты гармоник

$$k_{чn} = \frac{I_n R_{эн}}{I_1 \omega L_1} = \frac{E_n R_{эн}}{I_1 \omega L_1 \omega_n L_1 \sqrt{1+(R_{эн}/\omega_n L_1)^2}}. \quad (4.53)$$

Отношение $a_n = E_n/\omega_n L_1$ является током короткого замыкания n-й гармоники, возникающим в цепи при $R_{эн} = 0$. Отношение тока короткого замыкания высшей гармоники к току основной гармоники называется коэффициентом нелинейности тока намагничивания, который зависит от величины индукции, постоянного подмагничивания и материала магнитопровода (рис. 4.23). Для обеспечения заданной амплитудно-частотной характеристики реактивное сопротивление индуктивности первичной обмотки должно удовлетворять условию $R_{эн} < \omega L_1$. При этом $R_{эн}/\omega_n L_1 \ll 1$ и вторым слагаемым в подкоренном выражении знаменателя формулы (4.53) можно пренебречь. Таким образом, $k_{ч\,n} \approx a_n R_{эн}/\omega L_1$. Полный коэффициент гармоник трансформатора определяется формулой

$$k_f = \sqrt{k_{ч2}^2 + k_{ч3}^2 + \ldots + k_{чn}^2}. \quad (4.54)$$

При расчете коэффициента нелинейных искажений обычно ограничиваются пятой гармоникой. В формулу для расчета частного коэффициента гармоник (4.53) следует подставлять фактическое значение индуктивности первичной обмотки на самой низкой рабочей частоте при истинном значении индукции. При постоянном подмагничивании в формулу (4.53) следует подставлять значение индуктивности L_1 при оптимальном зазоре, которое может быть определено из выражения (4.26). Вынесем в этом выражении величину $1/\mu$ в знаменателе за скобки, получим

$$L_1 = \frac{\mu\mu_0 w_1^2 S_{ст}}{l_{ст}(1 + \mu l_з / l_{ст})} = \frac{L_{ст}}{1 + \mu l_з / l_{ст}}. \quad (4.55)$$

Величина $L_{ст} = \mu\mu_0 S_{ст} w_1^2 / l_{ст}$ является нелинейной индуктивностью первичной обмотки трансформатора при отсутствии зазора и подмагничивания. Определив $L_{ст}$ из этого выражения и подставив его в формулу (4.53), получим

$$k_{ч\,п} = a_n R_{эн} / \omega L_1 (1 + \mu l_э / l_{ст}). \quad (4.56)$$

Из этого соотношения следует, что в магнитопроводе с немагнитным зазором частные коэффициенты гармоник уменьшаются, а следовательно, уменьшается и коэффициент нелинейных искажений.

4.12. Расчет геометрических размеров магнитопровода

В трансформаторах низкой частоты выбор магнитопровода и параметров обмоток производится из условия обеспечения заданных частотных и нелинейных искажений. Обмотки трансформатора низкой частоты полностью характеризуются индуктивностью и сопротивлением. Отношение индуктивности обмотки трансформатора к ее активному сопротивлению называется постоянной времени обмотки $\tau_i = L_i / r_i$. Подставим в это равенство выражения для индуктивности (3.18) и сопротивления провода $r = \rho l_{ср1} w_1^2 / S_{м1}$ и, выполнив все преобразования, получим

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{4\pi\mu S_{ст} S_{м1} \cdot 10^{-7}}{\rho l_{ст} l_{ср1}}. \quad (4.57)$$

Как следует из этого выражения, постоянная времени обмотки определяется геометрическими размерами магнитопровода и физическими свойствами материала магнитопровода и проводов. Если на магнитопроводе выполнить только одну обмотку с полным заполнением окна, то такая обмотка будет обладать наибольшей постоянной времени, которую позволяет получить данный магнитопровод. Этот параметр называется постоянной времени магнитопровода. Очевидно, что для размещения в окне магнитопровода всех обмоток необходимо, чтобы постоянная времени магнитопровода была больше или равна сумме постоянных времени обмоток

$$\tau_{ст} \geqslant \tau_1 + \tau_2 + \ldots + \tau_N = \sum_{i=1}^{N} \tau_i. \quad (4.58)$$

Определим постоянную времени вторичной обмотки трансформатора низкой частоты, работающего в классе А, который имеет максимальный к. п. д. при $r_1 = r_2'$. В этом случае постоянная времени вторичной обмотки может быть выражена через параметры магнитопровода

$$\tau_2 = \frac{L_2}{r_2} = \frac{4\pi\mu w_2^2 S_{ст} \cdot 10^{-7}}{l_{ст} r_2}.$$

Определив сопротивление $r_2 = r_2' n^2$ и заменив r_2' на r_1, пользуясь условием оптимальности, после подстановки получим

$$\tau_2 = \frac{4\pi\mu w_2^2 S_{ст} w_1^2 \cdot 10^{-7}}{l_{ст} r_1 w_2^2} = \frac{L_1}{r_1} = \tau_1. \quad (4.59)$$

Таблица 4.7

Рекомендуемые значения индукции в магнитопроводе

P, Вт	0,1	1,0	10	100	Более 1000
B, Т	0,3 . 0,4	0,4.. 0,6	0,6 .0,8	0,8 .1,0	Менее 1,1

Таким образом, постоянная времени магнитопровода трансформатора, работающего в классе А, должна быть в два раза больше постоянной времени первичной обмотки $\tau_{ст} \geqslant 2\tau_1$.

В двухобмоточных трансформаторах, работающих в классе В, оптимальный к. п. д. достигается при $r_2' = 0{,}707 r_{1п}$. Постянная времени трансформатора состоит из суммы постоянных времени двух половин первичной обмотки и вторичных обмоток $\tau_{ст} \geqslant 2\tau_{1п} + \tau_2$. Приняв $\tau_2 = L_2/r_2$ и выполнив преобразования, аналогичные приведенным выше, получим $\tau_2 = 1{,}41\tau_{1п}$. Таким образом, постоянная времени магнитопровода трансформатора класса В должна удовлетворять условию

$$\tau_{ст} \geqslant 3{,}41 L_{1п}/r_{1п}. \tag{4.60}$$

Постоянная времени магнитопровода зависит от магнитной проницаемости материала. Поэтому размеры магнитопровода характеризуются конструктивной постоянной, не зависящей от материала:

$$A = \frac{\tau_{ст}}{\mu} = \frac{4\pi S_с S_{ок} k_м k_{зс} \cdot 10^{-7}}{\rho' l_{ст} l_{ср}}. \tag{4.61}$$

Значения конструктивной постоянной различных магнитопроводов приведены в табл. П.4.1, П.4.2, по которым можно определить все их размеры. При вычислении конструктивной постоянной трансформатора без зазора и без подмагничивания в выражение (4.61) подставляют начальную магнитную проницаемость материала. При постоянном подмагничивании в формулу (4.61) подставляют значение эквивалентной магнитной проницаемости с учетом оптимального немагнитного зазора, которое определяют по графикам рис. 4.11. Если трансформатор работает при больших сигналах, но без постоянной подмагничивания, в формулу (4.61) подставляют магнитную проницаемость при индукции в 100 раз меньше максимальной.

Выбранный магнитопровод должен давать нелинейные искажения не выше заданных. Поэтому предельное значение индукции в зависимости от мощности трансформатора выбирают по табл. 4.7. Приведенные значения индукции относятся к холоднокатанным электротехническим сталям группы Э3... В железоникелевых спла-

вах 80НХС величина индукции выбирается не больше 0,1Т, а в 45Н — 0,2Т.

Значения индукции уточняются при расчете нелинейных искажений. Если нелинейные искажения превышают заданную величину, то выбирают магнитопровод большего размера.

4.13. Расчет числа витков и сечения провода

Число витков в трансформаторе низкой частоты определяют исходя из требуемой индуктивности первичной обмотки и допустимой индукции в магнитопроводе. При этом число витков первичной обмотки трансформатора класса А находят по формуле

$$w_1 = \sqrt{L_1 l_{ст} \cdot 10^7 / 4\pi\mu S_{ст}}. \qquad (4.62)$$

Для трансформаторов класса В по этой же формуле определяют число витков половины первичной обмотки $w_{1п}$, приняв $L_1 = L_{1п}$. При отсутствии постоянного подмагничивания в выражение (4.62) подставляют значение начальной магнитной проницаемости. При наличии постоянного подмагничивания в (4.62) подставляют значение эквивалентной магнитной проницаемости при оптимальном зазоре. Поскольку на этом этапе расчета точное значение индукции в магнитопроводе неизвестно, предварительно находят значение магнитной проницаемости по графикам рис. 4.24 по величине LI_0^2. Определив число витков, находят напряженность постоянного магнитного поля в магнитопроводе, пользуясь соотношением

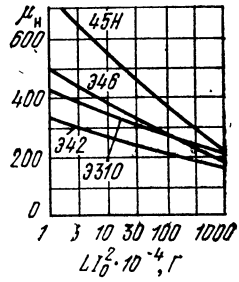


Рис. 4.24. К расчету начальной магнитной проницаемости.

$$(aw)_0 = I_0 w / l_{ст}. \qquad (4.63)$$

Затем по графикам зависимости $\mu_э = \varphi\,(aw)_0$ находят значение эквивалентной магнитной проницаемости и уточняют число витков. Отношение оптимальной ширины зазора к средней длине магнитопровода (в процентах) находят по графикам рис. 4.10. Абсолютная величина зазора находится по формуле $l_з = (l_з/l_{ст})\% \cdot l_{ст}/100\%$. Найденная величина зазора равна сумме всех магнитных промежутков на пути магнитного потока. Поэтому в стержневой и броневой конструкциях трансформатора толщину немагнитных прокладок уменьшают вдвое.

Можно показать, что с учетом потерь в проводе при заданной максимальной индукции $B_м$ в трансформаторе класса А число витков может быть определено выражением

$$w_1 = 0{,}5U_{max}\,(1 + \eta)/2\pi f_н S_{ст} B_м, \qquad (4.64)$$

где U_{max} — амплитуда сигнала, подведенного к трансформатору.

Для трансформаторов, работающих в усилителях класса В, число витков половины первичной обмотки находится по формуле

$$w_{1п} = U_{max}\,(0{,}414 + 0{,}586\eta)/2\pi f_н S_{ст} B_м. \qquad (4.65)$$

Из двух полученных значений w_1 выбирают большее. Если число витков определено из условия обеспечения максимальной индукции, т. е. по формулам (4.64), (4.65), то далее находят индуктивность первичной обмотки при этой индукции, пользуясь формулой (4.62), и коэффициент нелинейных искажений. Если число витков определено по формуле (4.62), т. е. по индуктивности первичной обмотки, то рассчитывают индукцию на низшей частоте при максимальном сигнале, пользуясь выражениями (4.64) и (4.65).

По кривым зависимости $\mu = \varphi(B)$ находят значение магнитной проницаемости, соответствующее $B_м$, вычисляют индуктивность первичной обмотки и рассчитывают коэффициент нелинейных искажений. После вычисления числа витков первичной обмотки при постоянном подмагничивании по формуле (4.63) находят число ампервитков постоянной подмагничивания на единицу длины магнитопровода. Затем, пользуясь рис. 4.11, определяют точную величину эквивалентной магнитной проницаемости и с помощью формулы (4.62) уточняют число витков первичной обмотки. Число витков вторичных обмоток находят, пользуясь коэффициентом трансформации. Для трансформатора класса А $w_2 = w_1 n$, для трансформаторов, работающих в классе B, $w_2 = w_{1п} n_{1п}$.

Диаметр провода рассчитывается по известному сопротивлению обмоток. С учетом удельного сопротивления меди диаметр провода определяется формулой

$$d_{прi} = 0{,}015\sqrt{w_i\, l_{срi}/r_i},\ [мм], \qquad (4.66)$$

где $l_{ср\,i}$ — средняя длина витка, см; r_i — сопротивление обмотки, Ом. Если трансформатор работает при повышенной температуре, то при вычислении диаметра провода следует учитывать увеличение его сопротивления. В этом случае диаметр провода несколько увеличивается

$$d_{прi} = 0{,}015\sqrt{[1 + 0{,}004\,(t - 20°\,C)]\, l_{ср\,i}\, w_i/r_i}.$$

В трансформаторах с низким к. п. д. небольшой мощности диаметр провода получается 0,04...0,08 мм. Применение проводов таких диаметров нецелесообразно, так как намотка трансформаторов усложняется, а надежность их падает.

После расчета числа витков и определения диаметра провода производят размещение обмоток по методике, изложенной в § 4.7.

4.14. Расчет индуктивности рассеяния

Заключительным этапом проектирования трансформаторов низкой частоты является расчет индуктивности рассеяния. Фактическую индуктивность рассеяния трансформатора $L_{s\,ф}$ определяют по

конструктивным параметрам обмоток и сопоставляют с индуктивностью рассеяния L_s, вычисленной из формулы (4.45). Для выполнения условия $M_в \leqslant M_{в\,доп}$ необходимо, чтобы $L_{s\,ф} < L_s$.

Индуктивность рассеяния двухобмоточного трансформатора броневой конструкции можно определить по формуле

$$L_{sф} = \frac{k_р\, 4\pi w_1^2\, l_{ср} \cdot 10^{-9}}{h_н} \left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3}\right) [Г], \qquad (4.67)$$

где $l_{ср}$ — средняя длина витка трансформатора, см; $h_н$ — высота намотки в направлении высоты окна, см; δ — толщина межобмоточной изоляции, см; A_1, A_2 — толщина обмоток в направлении ширины окна, см; $k_р$ — числовой коэффициент, равный 0,7 для несекционированных галетных обмоток, 0,8 для несекционированных концентрических обмоток, 0,9 для секционированных обмоток.

Если величина $L_{s\,ф}$, вычисленная по формуле (4.67), окажется больше требуемой, то для уменьшения индуктивности рассеяния первичную и вторичную обмотки разбивают на отдельные чередующиеся между собой секции. Полное число секций выбирается нечетным. Обмотку с меньшим числом секций размещают так, чтобы ее секции охватывались секциями другой обмотки. Индуктивность рассеяния чередующихся обмоток с числом секций s определяется выражением

$$L_s = \frac{4\pi w_1^2\, l_{ср} \cdot 10^{-9}}{(s-1)^2\, h_н} \left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3}\right).$$

В этом выражении A_1 и A_2 — суммарная толщина секций первичной и вторичной обмоток, а δ — суммарная толщина изоляционных прокладок между секциями.

4.15. Экранирование трансформаторов

Трансформаторы низкой частоты наиболее сильно подвергаются воздействию магнитного поля. Для уменьшения его влияния трансформаторы экранируют. Экранирование осуществляется двумя способами: с помощью магнитомягких материалов и возбуждением в экране вихревых токов.

Экраны, применяемые для экранирования магнитных полей низкой частоты, называются магнитостатическими или магнитными. Работа магнитных экранов построена на принципе создания вокруг трансформатора внешнего магнитопровода с малым магнитным сопротивлением. Если трансформатор помещен в экран (рис. 4.25), то магнитный поток помехи $\Phi_п$ раздваивается. Часть магнитного потока $\Phi_{пэ}$ проходит через экран, а другая часть $\Phi_{пт}$ — через трансформатор $\Phi_п = \Phi_{пт} + \Phi_{пэ}$.

Магнитный поток через трансформатор во столько раз меньше магнитного потока, проходящего через экран, во сколько раз магнитное сопротивление воздушного зазора $R_{мз}$ между магнитопроводом и экраном больше магнитного сопротивления экрана $R_{мэ}$, т.е.

$\Phi_{пэ} = \Phi_{пт} R_{мз}/R_{мэ}$. Магнитный поток, проходящий через трансформатор при отсутствии экрана, определяется как $\Phi_п = \Phi_{пт} + \Phi_{пт} R_{мз}/R_{мэ} = \Phi_{пт}(1 + R_{мз}/R_{мэ})$. Отношение магнитного потока помехи к магнитному потоку в трансформаторе является коэффициентом экранирования

$$k_э = \Phi_п/\Phi_{пт} = 1 + R_{мз}/R_{мэ}. \qquad (4.68)$$

Определим коэффициент экранирования для наиболее распространенного случая прямоугольного экрана и трансформатора броневой конструкции (рис. 4.25). Магнитное сопротивление прямоугольного экрана с толщиной стенок $d_э$ равно

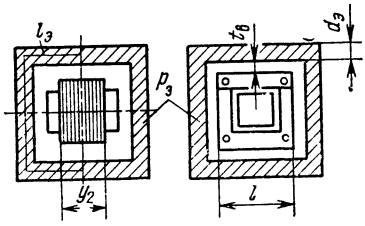


Рис. 4.25. К расчету коэффициента экранирования

$$R_{мэ} = l_э/d_э \mu_0 \mu_э p_э, \qquad (4.69)$$

где $l_э$ — длина экрана в направлении магнитного потока помехи; $p_э$ — периметр экрана в плоскости, перпендикулярной магнитному потоку помехи.

Магнитное сопротивление двух воздушных промежутков длиной $t_в$ между экраном и магнитопроводом трансформатора равно

$$R_{мз} = 2t_в/ly_2\mu_0, \qquad (4.70)$$

где l — длина ярма сердечника.

Магнитным сопротивлением магнитопровода можно пренебречь из-за малой его величины по сравнению с магнитным сопротивлением воздушного промежутка. Подставив формулы (4.69) и (4.70) в выражение (4.68), получим

$$k_э = 1 + \frac{2t_в d_э \mu_э p_э}{l l_э y_2} \approx \frac{2t_в d_э \mu_э p_э}{l y_2 l_э}. \qquad (4.71)$$

Анализ этого соотношения показывает, что для повышения коэффициента экранирования необходимо выбирать материал экрана с более высокой начальной магнитной проницаемостью, увеличивать толщину экрана и расстояние между экраном и трансформатором. Трансформатор нельзя крепить в экране стальными деталями, так как они образуют мостики с малым магнитным сопротивлением. По направлению магнитного поля помехи в экране не должно быть швов и стыков, увеличивающих его магнитное сопротивление.

Увеличение размеров экрана и толщины материала ограничивается массой и габаритами конструкции. Поэтому величину воздушного промежутка между магнитопроводом и экраном целесообразно выбирать в пределах 0,05...0,1 от высоты магнитопровода. Практически величина коэффициента экранирования лежит для стальных экранов в пределах 5...15 и для пермаллоевых в пределах 5...50. Для получения больших коэффициентов экранирования применяют двойное и даже тройное экранирование. Расстояние между

экранами выбирают равным воздушному промежутку между трансформатором и внутренним экраном. Толщина стенок экранов из экономических, технологических и конструктивных условий выбирается в пределах 0,5...1,2 мм. Коэффициент экранирования двухслойного экрана приближенно равен произведению коэффициентов экранирования $k_э \approx k_{1э}k_{2э}$.

Для экранирования трансформаторов в широком диапазоне частот применяется комбинированное — магнитостатическое и электромагнитное — экранирование. Конструктивно комбинированное экранирование выполняется сочетанием экранов из магнитномягких материалов (пермаллоя, стали) и материалов с высокой проводимостью (меди, латуни). Коэффициент электромагнитного экранирования определяется выражением

$$k_э = \sqrt{1 + (\omega_п L_э d_э l_э / p_э \rho_э)^2} \qquad (4.72)$$

где $L_э$ — индуктивность кольца экрана в плоскости, перпендикулярной полю помехи; $\rho_э$ — удельное сопротивление материала экрана. Из этого соотношения следует, что коэффициент экранирования возрастает с увеличением частоты, индуктивности экрана и уменьшением сопротивления материала экрана.

Поскольку магнитное сопротивление магнитопровода существенно ниже магнитного сопротивления пространства, то магнитные силовые линии как бы «втягиваются» в сердечник. Индукция помехи в магнитопроводе связана с напряженностью поля соотношением $B_п = kH_п\mu_0$, где $k = 2...5$ — коэффициент, учитывающий возрастание индукции помехи в магнитопроводе по сравнению с напряженностью поля помехи в воздухе. Амплитуда помехи, наводимой в обмотке трансформатора низкой частоты броневой конструкции, при условии изменения напряженности магнитного поля помехи по гармоническому закону определяется уравнением

$$E_{п\,max} = 2\pi f_п k H_п w_1 S_{ст}. \qquad (4.73)$$

Напряжение помехи на выходе трансформатора зависит от сопротивления источника сигнала R_i, приведенного сопротивления нагрузки $R'_н$ и может быть определено из эквивалентной схемы (рис. 4.26)

$$U_п = E_{п\,max} / \sqrt{1 + [\omega_п L_1 (R'_н + R)]/R_i R'_н]^2}.$$

При заданном допустимом соотношении между минимальной амплитудой сигнала и амплитудой помехи $U_с/U_п$ необходимый коэффициент экранирования определяется формулой

$$k_э = \frac{U_п}{U_{с\,min}} = \frac{2\pi f_п w_1 k H_п S_{ст}}{U_{с\,min}\sqrt{1+[\omega_п L_1 (R_i + R'_н)/R_i R'_н]^2}}. \qquad (4.74)$$

Очевидно, что экран должен обеспечивать коэффициент экранирования больше определяемого по этой формуле.

Уменьшить величину напряжения помех, наводимых в обмотке, можно применением стержневой конструкции трансформатора

(рис. 4.27) с секционированными и разделенными обмотками. Первичная и вторичная обмотки разбиваются на две секции с равным числом витков. Каждая секция первичной и вторичной обмоток располагается на противоположных стержнях. Э. д. с. помех, наводимых в витках каждой секции при включении обмоток, как показано

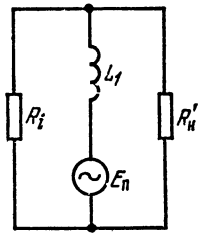


Рис. 4.26. К расчету напряжения помехи на выходе экранированного трансформатора.

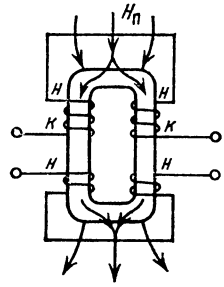


Рис. 4.27. Расположение обмоток в стержневом трансформаторе для повышения помехозащищенности.

на рис. 4.27, складываются в противофазе, а напряжения сигнала в фазе, что и обеспечивает высокую помехозащищенность стержневой конструкции трансформатора.

4.16. Импульсный трансформатор. Процессы в магнитопроводе

Импульсные трансформаторы работают в значительно более широкой полосе частот, чем трансформаторы низкой частоты. Верхняя граничная частота определяется длительностью фронта $\tau_ф$ прямоугольного импульса, передаваемого через трансформатор: $f_в = (0{,}2...0{,}3)/\tau_ф$. При изучении прохождения импульсов через трансформатор применяется анализ сигналов как временных функций. Если на вход идеализированного трансформатора без потерь подать ступенчатое напряжение амплитудой E_1 (рис. 4.28), то в соответствии с уравнением электромагнитной индукции $E_1 = w_1 S_{ст} dB/dt$. Из этого соотношения найдем закон изменения индукции в магнитопроводе:

$$B = E_1 t/w_1 S_{ст}. \qquad (4.75)$$

Таким образом, индукция в магнитопроводе трансформатора нарастает по линейному закону и за время действия импульса $\tau_и$ увеличивается на величину $\Delta B = E_1 \tau_и / w_1 S_{ст}$. Определим закон изменения намагничивающего тока $I_μ = f(t)$. С учетом соотношения $B = μμ_0 H$ и равенства $Hl_{ст} = I_μ w_1$ уравнение (4.75) можно переписать в виде

$$μμ_0 H = \frac{E_1 t}{w_1 S_{ст}} \quad \text{или} \quad \frac{μμ_0 I_μ w_1}{l_{ст}} = \frac{E_1 t}{w_1 S_{ст}}. \qquad (4.76)$$

Отсюда следует, что

$$I_\mu = \frac{E_1 l_{ст} t}{w_1^2 \mu\mu_0 S_{ст}} = \frac{E_1 t}{L_1}, \qquad (4.77)$$

т. е. ток намагничивания в импульсном трансформаторе при включении на входе постоянного напряжения нарастает по линейному закону (рис. 4.28) обратно пропорционально индуктивности первичной обмотки.

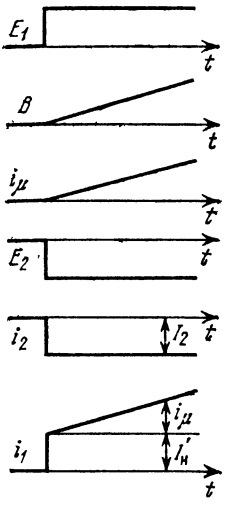


Рис. 4.28. Эпюры напряжения, индукции и токов в идеализированном импульсном трансформаторе.

На процесс передачи импульсов через трансформатор существенное влияние оказывают явление гистерезиса, вихревые токи и последействие. Рассмотрим влияние гистерезиса. Предположим, что магнитопровод в

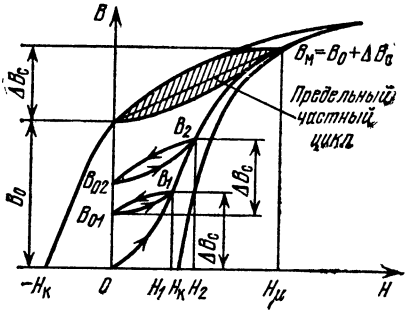


Рис. 4.29. Явление гистерезиса в импульсном трансформаторе.

исходном состоянии является размагниченным, т. е. $B = 0$, $H = 0$. При поступлении первого импульса на вход трансформатора индукция в магнитопроводе возрастает на величину ΔB_c. Точка, характеризующая состояние магнитопровода, перемещается по кривой основного намагничивания до точки B_1 (рис. 4.29). После окончания импульса индукция в соответствии с правилом Маделунга уменьшается по кривой частного намагничивания до точки B_{01}. За время действия следующего импульса индукция снова увеличивается на величину ΔB_c, а за время паузы между импульсами уменьшается до значения B_{02}. Процесс перемагничивания магнитопровода происходит до тех пор, пока в промежуток времени между импульсами индукция не достигнет значения остаточной индукции B_0.

Отношение $\mu_\Delta = \Delta B_c / \Delta H$ на частном цикле перемагничивания называется импульсной магнитной проницаемостью. Импульсная магнитная проницаемость меньше магнитной проницаемости материала магнитопровода $\mu_\Delta < \mu$.

Рассмотрим влияние вихревых токов. Изменение индукции в импульсном трансформаторе происходит с большой скоростью, что

вызывает сильные вихревые токи. Контуры, по которым протекают вихревые токи, обладают активным сопротивлением потерь $r_в$ и индуктивностью $L_в$. В эквивалентной схеме импульсного трансформатора влияние вихревых токов учитывается включением параллельно индуктивности первичной обмотки цепи из последовательно соединенных $L_в$ и $r_в$. Отношение $\tau_в = L_в/r_в$ называется вихревой постоянной магнитопровода, которая зависит от толщины листа,

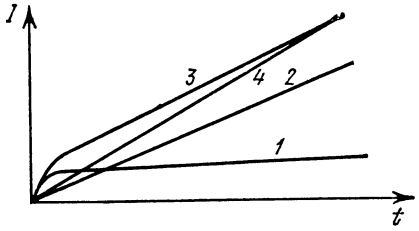


Рис. 4.30. Эпюры токов первичной обмотки: *1* — вихревой ток, *2* — ток намагничивания, *3* — суммарный ток, *4* — кажущийся ток.

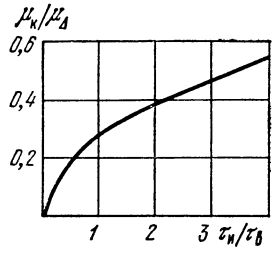


Рис. 4.31. К определению кажущейся магнитной проницаемости.

физических свойств материала магнитопровода и определяется формулой

$$\tau_в = \mu_0 \mu_\Delta b^2/\rho \text{ [с]}, \qquad (4.78)$$

где μ_Δ — импульсная магнитная проницаемость; b — толщина листа материала магнитопровода, м; ρ — удельное сопротивление материала магнитопровода, Ом·м.

Вихревой ток в цепи $L_в - r_в$ нарастает приблизительно по экспоненциальному закону

$$I_в = (E_1/r_в)[1 - \exp(-t/0{,}6\tau_в)]. \qquad (4.79)$$

Для упрощения параллельное соединение индуктивностей $L_в$ и L_1 заменяют одной индуктивностью $L_к$, которую называют кажущейся. По кажущейся индуктивности первичной обмотки протекает ток $I_к = I_\mu + I_в$, который называется кажущимся током намагничивания (рис. 4 30). Кажущаяся индуктивность первичной обмотки меньше индуктивности первичной обмотки, что эквивалентно уменьшению магнитной проницаемости магнитопровода. Поэтому в импульсных трансформаторах вводится понятие кажущейся магнитной проницаемости $\mu_к < \mu_\Delta < \mu$. Кажущаяся магнитная проницаемость зависит от длительности импульсов, толщины листов и удельного сопротивления магнитного материала. На рис. 4.31 приведен график зависимости отношения $\mu_к/\mu_\Delta$ от отношения $\tau_и/\tau_в$. Для незначительного уменьшения кажущейся магнитной проницаемости необходимо, чтобы $\tau_и \geqslant 3\tau_в$.

Возникновение вихревых токов приводит также к магнитному поверхностному эффекту — увеличению индукции на поверхности листа и уменьшению ее в центре. Вследствие поверхностного эффек-

та внутренняя часть листов используется плохо. Поэтому толщину материала магнитопровода в импульсных трансформаторах целесообразно выбирать минимальной. Минимальная толщина ограничивается стоимостью и технологией изготовления магнитопровода.

4.17. Искажение вершины импульса в импульсном трансформаторе при активной нагрузке

При анализе процесса формирования вершины импульса можно пренебречь собственной паразитной емкостью трансформатора и индуктивностью рассеяния. Таким образом, для анализа можно использовать эквивалентную схему трансформатора в области нижних частот, изображенную на рис. 4.21, *а*. Можно показать, что напряжение на выходе схемы меняется по экспоненциальному закону при подаче на вход единичного импульса и условии $r_1 = r_2' = 0$:

$$U_н' = \frac{UR_н'}{R_i + R_н'} \exp\left(-\frac{R_{эн} t}{L_к}\right). \qquad (4.80)$$

Величина уменьшения вершины импульса равна разности амплитуд импульса при $t = 0$ и $t = \tau_и$, т. е. $\Delta U_н' = U_н'(0) - U_н'(\tau_и)$. Искажения плоской части характеризуются относительной величиной спада вершины импульса $\lambda = \Delta U_н'/U_н'$. Положив в формуле (4.80) $t = 0$ и $t = \tau_и$, можно определить относительную величину спада вершины импульса

$$\lambda = \frac{\Delta U_н'(\tau_и)}{U_н'(0)} = 1 - \exp\left(-\frac{R_i R_н'}{R_i + R_н'} \frac{\tau_и}{L_к}\right) \approx \frac{R_i R_н'}{R_i + R_н'} \frac{\tau_и}{L_к}. \qquad (4.81)$$

Величина относительного спада вершины устанавливается в соответствии с требованием на форму импульса. При этом кажущаяся индуктивность первичной обмотки определяется исходя из формулы (4.81)

$$L_к = \frac{R_i R_н'}{R_i + R_н'} \frac{\tau_и}{\lambda}. \qquad (4.82)$$

Таким образом, для уменьшения относительной величины спада вершины импульса требуется повысить кажущуюся индуктивность.

4.18. Искажение фронта импульса

При анализе процесса формирования фронта кажущейся индуктивностью первичной обмотки пренебрегают и эквивалентная схема импульсного трансформатора соответствует последовательному колебательному контуру, состоящему из индуктивности рассеяния, собственной емкости трансформатора, активного сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления генератора. Активными сопротивлениями обмоток можно пренебречь, поскольку $r_1 \ll R_i$, $r_2' \ll R_н'$. При подаче на вход эквивалентной схемы импульса единич-

ного включения в зависимости от соотношения параметров схемы напряжение на выходе может носить затухающий колебательный или апериодический характер. Критерием переходного процесса служит параметр

$$\delta = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + R_i / R'_н}} \left(\frac{R_i}{\rho} + \frac{\rho}{R'_н} \right), \tag{4.83}$$

где $\rho = \sqrt{L_s / C'_п}$ — волновое сопротивление импульсного трансформатора. Если параметр $\delta > 1$, напряжение на выходе импульсного

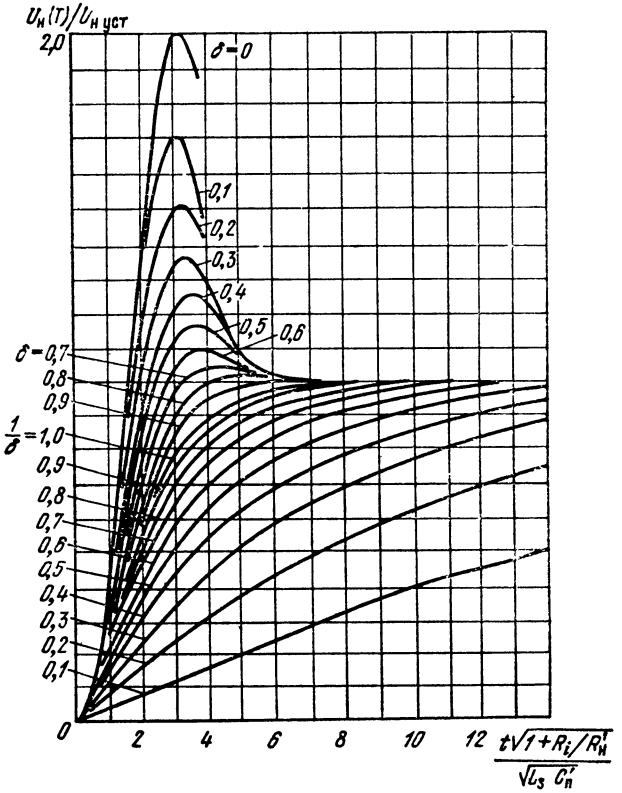


Рис. 4.32. Графики зависимости относительного напряжения на выходе трансформатора от безразмерного времени.

трансформатора носит апериодический характер, при $\delta < 1$ — колебательный. На рис. 4.32 приведены нормированные характеристики процесса установления напряжения на выходе трансформатора в зависимости от параметра δ. По оси ординат отложено отношение выходного напряжения к установившемуся значению при $t \to \infty$. По оси абсцисс отложен параметр T, который является безразмерным

и представляет время, отнесенное к паразитной постоянной:

$$T = t\sqrt{1 + R_i/R'_н}/\sqrt{L_s C'_п}. \qquad (4.84)$$

При малых значениях параметра δ (рис. 4.32) на фронте импульса возникает большой выброс паразитных колебаний (при $\delta = 0$ $U'_н = 2U'_{н\,уст}$). Процесс быстро нарастает, что характеризует малый фронт импульса. При увеличении параметра δ амплитуда колебаний уменьшается, а относительная длительность фронта увеличивается. При проектировании импульсного трансформатора необходимо обеспечить такие его параметры, чтобы амплитуда выброса на фронте и длительность фронта не превышали заданных пределов. С этой точки зрения оптимальное значение $\delta = 0{,}7$. При этом выброс напряжения не превышает 4% от установившегося значения выходного напряжения. Для любого значения параметра δ длительность фронта импульса можно найти по графикам рис. 4.32, определив величину безразмерного интервала времени $T_ф$, в течение которого напряжение на выходе трансформатора изменяется от 0,1 до 0,9 установившегося значения.

Минимальное значение длительности фронта имеет место при полном согласовании сопротивления нагрузки с внутренним сопротивлением источника сигналов и волновым сопротивлением. В этом случае величина $\delta = 0{,}7$, а $T_ф = 3$. В соответствии с выражением (4.84) минимальная длительность фронта, которая может быть обеспечена в импульсном трансформаторе, определяется равенством

$$\tau_ф = 2{,}1\sqrt{L_s C'_п}. \qquad (4.85)$$

Следовательно, для уменьшения длительности фронта необходимо уменьшать как индуктивность рассеяния трансформатора, так и паразитную емкость $C'_п$ так, чтобы волновое сопротивление трансформатора оставалось неизменным. Часто в импульсном трансформаторе выполняется согласование внутреннего сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки $R_i = R'_н$, но не соблюдается условие $R_i = R'_н = \rho$. Когда $R'_н \gg \rho$ или $R'_н \ll \rho$, параметр $\delta \gg 1$ и длительность фронта определяется соотношением

$$\tau_ф \approx \frac{3}{2}\left(R'_н C'_п + \frac{L_s}{R'_н}\right) \approx \frac{3}{2} R'_н C'_п \left(1 + \frac{\rho^2}{R'^2_н}\right). \qquad (4.86)$$

Если $\rho \gg R'_н$, то $\tau_ф \approx 3/2\ (L_s/R'_н)$. При малых значениях собственной емкости для уменьшения длительности фронта необходимо уменьшать индуктивность рассеяния. В случае, когда $\rho \ll R'_н$, $\tau_ф \approx {}^3/_2 R'_н C'_п$ и для уменьшения длительности фронта необходимо уменьшать собственную емкость трансформатора.

Таким образом, величина паразитных параметров трансформатора — индуктивности рассеяния и собственной емкости, а также соотношение между ними должны быть вполне определенными, поскольку от них зависят длительность фронта и амплитуда выброса напряжения на фронте.

4.19. Собственная емкость импульсного трансформатора

В импульсных трансформаторах существует распределенная емкость обмоток на корпус и емкость между обмотками. Обычно емкостью между витками пренебрегают из-за малой величины. Распределенные емкости при расчетах заменяют сосредоточенной, которую называют также динамической емкостью трансформатора. Динамическая емкость зависит от взаимного расположения обмоток и способа их включения. Определим динамическую емкость двухобмоточного трансформатора с расположением обмоток, показанным на рис. 4.33. Будем считать, что магнитопровод трансформатора соединен с началом первичной и вторичной обмоток и имеет нулевой потенциал. Вычислим емкость первичной обмотки относительно магнитопровода, емкость между обмотками и емкость между вторичной обмоткой и магнитопроводом. При постоянной разности напряжений между первичной обмоткой и магнитопроводом электрическое поле в изоляционном промежутке однородно. Магнитопровод и обмотку в этом случае можно рассматривать как плоский конденсатор, емкость которого определяется выражением

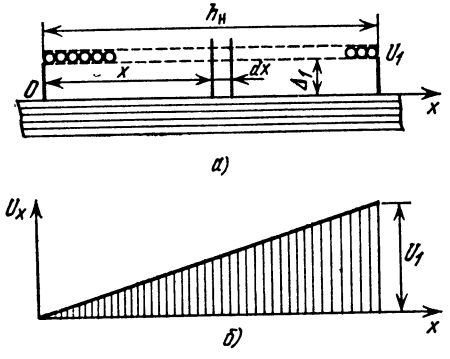


Рис. 4.33. К расчету динамической емкости импульсного трансформатора:
а — расположение обмотки; *б* — эпюра напряжения вдоль обмотки

$$C_c = \varepsilon\varepsilon_0 S/\Delta_1 = \varepsilon\varepsilon_0 p h_н/\Delta_1, \qquad (4.87)$$

где $h_н$ — высота намотки; p — периметр намотки.

Однако в трансформаторе между обмоткой и магнитопроводом электрическое поле не эквипотенциально, а нарастает линейно от нуля до максимума (рис. 4.33) по закону $U_{1x}=U_{1x}/h_н$. Выделим элементарный участок протяженностью dx на расстоянии x от начала обмотки. Элементарная емкость этого участка в соответствии с выражением (4 87) равна $dC_{1x} = \varepsilon\varepsilon_0 p dx/\Delta_1$. Определим энергию, сосредоточенную в этой емкости:

$$dW_{1x} = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 p U_{1x}^2 dx}{2\Delta_1} = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 U_1^2 x^2 p dx}{2\Delta_1 h_н^2}.$$

Полная энергия, запасенная в динамической емкости $C_д$ между магнитопроводом и первичной обмоткой, равна

$$W_1 = \int_0^{h_н} dW_{1x} = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 U_1^2 p h_н}{6\Delta_1} = \frac{C_д U_1^2}{2}.$$

Приравняв полученное значение энергии, запасенной динамической емкостью, энергии в статической емкости при напряжении на ней, равном U_1, получим

$$C_д = \varepsilon\varepsilon_0 p h_н / 3\Delta_1. \qquad (4.88)$$

Из сопоставления этого равенства с формулой (4.87) следует, что динамическая емкость первичной обмотки в три раза меньше статической емкости.

Вычислим динамическую межобмоточную емкость. Энергия, сосредоточенная в этой емкости, зависит от способов включения обмоток, которые определяют закон распределения напряжения между обмотками. В соответствии с рис. 4.34 можно определить закон изменения напряжения между обмотками при их синфазном и противофазном включении. Если коэффициент трансформации $n < 1$, то

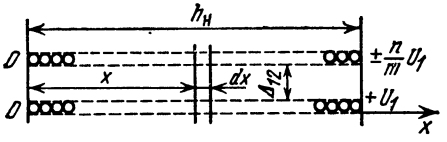


Рис. 4.34. К расчету динамической емкости между обмотками импульсного трансформатора.

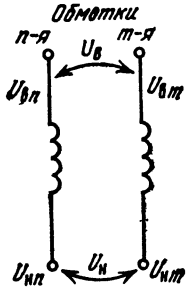


Рис. 4.35. К расчету динамической емкости двухобмоточного трансформатора.

$$U_{12x} = U_{1x} - U_{2x} = (U_1/h_н)\,x \mp (U_2/h_н)\,x = U_1\,(x/h_н)\,(1 \mp n).$$

Знак «минус» соответствует синфазному, а знак «плюс» —противофазному включению обмоток. Проделав операции, аналогичные ранее рассмотренным, получаем при $n < 1$ $C_{д12} = C_с\,(1 \mp n)^2/3$, при $n > 1$ $C_{д12} = C_с\,(n \mp 1)^2/3$. Из этих соотношений следует, что при синфазном включении обмоток динамическая емкость меньше, чем при противофазном.

Динамическая емкость $C_{д2с}$ между наружной вторичной обмоткой и магнитопроводом вычисляется аналогично формуле (4.88).

Полная динамическая емкость трансформатора равна сумме всех емкостей

$$C_{дт} = C_{д1с} + C_{д12} + C_{д2с} = C_п. \qquad (4.89)$$

Обычно в импульсном трансформаторе $C_{д1с} \ll C_{д12}$ и $C_{д2с} \ll C_{д12}$. Поэтому емкостью между наружной обмоткой и магнитопроводом можно пренебречь. Если обмотки выполняются многослойными с числом слоев m, то дополнительно рассчитываются динамические емкости между слоями, а полная емкость импульсного трансформатора находится суммированием всех емкостей. Рассмотренным методом можно вычислить динамические емкости при любой конструкции обмоток и произвольном напряжении на обмотках. При расчете

динамическая емкость приводится обычно к первичной обмотке. Если между соседними n-й и m-й цилиндрическими обмотками существует произвольная разность напряжений, то, обозначив потенциалы на выводах n-й и m-й обмоток, как показано на рис. 4.35, динамическую межобмоточную емкость, приведенную к первичной обмотке, можно рассчитать по формуле

$$C'_{\text{п}} = [(U_{\text{вп}} - U_{\text{вт}})^2 + (U_{\text{вп}} - U_{\text{вт}})(U_{\text{нп}} - U_{\text{нт}}) + (U_{\text{нп}} - U_{\text{нт}})^2]/3U_1^2. \quad (4.90)$$

Это уравнение пригодно также для расчета динамической емкости между обмоткой и магнитопроводом. В этом случае $U_{\text{вп}}$ и $U_{\text{вт}}$ принимаются равными нулю. Отношение динамической емкости к статической называется коэффициентом приведения $\alpha_{nm} = C_{\text{д}nm}/C_{\text{с}nm}$. Полная динамическая емкость импульсного трансформатора вычисляется как сумма произведений коэффициентов приведения и статических емкостей

$$C_{\text{п}} = C_{\text{с1с}}\alpha_{\text{1с}} + \sum_{i=1}^{N-1} \alpha_{nmi} C_{\text{с}\,nmi}. \quad (4.91)$$

При выполнении обмотки с шагом или разгоном витков (по всей высоте намотки) и увеличении отношения диаметра провода к шагу собственная емкость обмотки уменьшается на 20%. Таким образом, динамическая емкость трансформатора с учетом формулы (4.89) представляется соотношением

$$C_{\text{п}} = 0{,}8\varepsilon\varepsilon_0 p h_{\text{н}} \sum_{i=1}^{N} \frac{\alpha_{nmi}}{\Delta_{nmi}}. \quad (4.92)$$

При выполнении обмотки с шагом или разгоном витков индуктивность рассеяния возрастает приблизительно на 20%. Таким образом, паразитная постоянная времени трансформатора практически не изменяется и, следовательно, тип намотки не влияет на удлинение фронта импульса. Однако при этом меняется волновое сопротивление трансформатора ρ, а следовательно, и параметр δ, определяющий характер переходного процесса при формировании фронта импульса. Следовательно, изменяя шаг намотки, можно получить требуемое значение параметра δ при неизменной величине паразитной постоянной времени трансформатора.

4.20. Расчет импульсного трансформатора

Исходными данными для расчета импульсных трансформаторов являются: амплитуда импульса на нагрузке, длительность и частота (период $T_{\text{п}}$) следования импульсов, сопротивление нагрузки и источника сигнала, величина искажения плоской части импульса или индуктивность первичной обмотки, требования к фронту и выбросу напряжения на фронте импульса.

Таблица 4.8

Рекомендуемое приращение индукции

$P_и$, Вт	Приращение индукции, Т	$P_и$, Вт	Приращение индукции, Т
До 5	0,01...0,05	50...50 000	0,1...0,3
5 .50	0,05...0,1	50 000...50 0000	0,3...0,5

Определение импульсной мощности N-обмоточного трансформатора производится так же, как и при расчете силовых трансформаторов $P_{и2} = \sum_{i=1}^{N} U_{2i} I_{2i}$. Мощность, потребляемую от генератора, вычисляют, пользуясь величиной к. п. д. трансформатора, которой задаются в пределах $\eta = 0{,}8 \ldots 0{,}9$, $P_{и1} = P_{и2}/\eta$. Среднюю мощность трансформатора определяют выражением $P_{ср} = P_{и1}/Q$, где $Q = T_и/\tau_и$ — скважность импульсов.

Импульсный ток первичной обмотки вычисляют по формуле $I_1 = P_{и2}/\eta U_1$. Далее производят выбор материала и конструкции магнитопровода. Обычно магнитопровод импульсного трансформатора бывает стержневого или тороидального типа. Такие сердечники обеспечивают минимальное значение индуктивности рассеяния. При выборе материала магнитопровода следует исходить из наибольшей разности между индукцией насыщения и остаточной индукцией $\Delta B = B_{нас} - B_0$, а также наибольшего удельного сопротивления. Приращение индукции за время действия импульса выбирается в зависимости от мощности импульса по табл. 4.8.

Далее по кривым намагничивания материала магнитопровода находят импульсную магнитную проницаемость $\mu_\Delta = \Delta B/\Delta H$. Задав $\tau_и/\tau_в \geqslant 3$, вычисляют вихревую постоянную магнитопровода, по которой, пользуясь формулой (4.78), находят толщину листа магнитного материала. По графикам рис. 4.31 определяют кажущуюся магнитную проницаемость $\mu_к$ и вычисляют объем магнитопровода

$$V_{ст} = \mu_0 \mu_к \tau_и \lambda P_{и2}/0{,}8\,(\Delta B)^2 \ [м^3]. \qquad (4.93)$$

Вычислив объем $V_{ст}$, по таблицам выбирают магнитопровод, у которого форма сечения стержня близка к квадратной (для обеспечения минимального фронта импульса) и отношение площади поперечного сечения стержня к длине магнитопровода составляет 0,18 ... 0,32 см. Число витков первичной и вторичной обмоток определяют, пользуясь уравнением (4.75),

$$w_1 = U_1 \tau_и/\Delta B S_{ст}. \qquad (4.94)$$

В трансформаторах мощностью свыше 1 кВт поперечное сечение провода выбирается на основании допустимой плотности тока. При

Таблица 49

Значения коэффициентов рассеяния

Вид обмотки	$k_р$	
	Расположение обмоток	
	на одном стержне	на двух стержнях
Несекционированная	1,0	0,25
Секционированная	0,25	$625 \cdot 10^{-4}$

естественном воздушном охлаждении обмоток плотность тока берется равной 2,5 А/мм², а при естественном охлаждении обмоток, находящихся в масле, около 5 А/мм². Расчет сечения проводов производится так же, как и в силовых трансформаторах.

Далее производят выбор типа обмоток, расчет размещения провода и уточнение размеров окна магнитопровода. Обмотки целесообразно выполнять однослойными для уменьшения индуктивности рассеяния и динамической емкости. В маломощных трансформаторах обмотки располагаются на одном, а в мощных — на разных стержнях магнитопровода. Расчет размещения обмоток производят по методу, изложенному в § 4.7. Особенностью расчета является определение толщины изоляции между обмотками из условия обеспечения требуемых паразитных параметров трансформатора и электрической прочности изоляции. Обеспечение определенного соотношения между индуктивностью рассеяния и собственной емкостью достигается изменением толщины изоляции (вариация динамической емкости) или изменением средней длины витка при выбранной толщине изоляции (вариация индуктивности рассеяния).

Для удобства расчета толщины изоляции между обмотками вводится понятие приведенной суммарной толщины изоляции

$$\delta_{пр} = 26{,}5 \cdot 10^{-4} \frac{h_н \sum_{i=1}^{N} \alpha_{nmi}}{w_1} \sqrt{\frac{0{,}8\varepsilon}{k_р}} \text{ [см]}, \qquad (4.95)$$

где $k_р$ — коэффициент рассеяния (выбирается по табл. 4.9). Зная параметр $\delta_{пр}$, можно вычислить приведенную толщину изоляции между обмотками

$$\Delta'_{nm} = \delta_{пр} \sqrt{\alpha_{nm}} \Big/ \sum_{i=1}^{N} \sqrt{\alpha_{nmi}} \qquad (4.96)$$

и ее абсолютное значение

$$\Delta_{nm} = \Delta'_{nm} - {}^1/_3 (d_{из\,n} - d_{из\,m}) \text{ [см]}, \qquad (4.97)$$

где $d_{из\,n}$ и $d_{из\,m}$ — толщина проводов n-й и m-й обмоток с изоляцией.

Вычисленные изоляционные расстояния должны удовлетворять требованиям электрической прочности, т. е. $\Delta_{nm} \geqslant \Delta$, которую определяют по формуле (4.29). Если допустимая толщина изоляции отличается от требуемой, вычисленной по формуле (4.29), то необходимо выбрать материал с другой электрической прочностью. При невозможности применения других материалов следует выбрать изоляционные расстояния в соответствии с $\Delta_{nm\text{доп}}$, рассчитать динамическую емкость и определить требуемую индуктивность рассеяния L_s из условия обеспечения требуемой длительности фронта $\tau_ф$, пользуясь выражением (4.85). По формуле (4.95) определить суммарную приведенную толщину изоляции между обмотками, а затем вычислить требуемую среднюю длину витка:

$$l_{\text{срт}} = L_s h_н \cdot 10^7/4\pi k_р \delta_{\text{пр}} w_1^2 \text{ [м]}. \quad (4.98)$$

Если $l_{\text{срт}}$ больше средней длины намотки, соответствующей выбранному ранее типу магнитопровода, то необходимо увеличить ее до требуемого значения введением в магнитопровод прокладок из немагнитного материала. Если $l_{\text{срт}} < l_{\text{ср}}$, то следует уменьшить высоту намотки и еще раз рассчитать длительность фронта и коэффициент искажения плоской части импульса.

В заключение производится поверочный расчет собственной динамической емкости, индуктивности рассеяния, волнового сопротивления и паразитной постоянной времени трансформатора и уточняется длительность фронта. При длительности фронта больше заданной следует изменить размеры магнитопровода и рассчитать новый вариант трансформатора. Если длительность фронта не больше заданной, то производят расчет к. п. д. и определяют температуру перегрева трансформатора. Потери в меди рассчитываются по эффективным значениям токов и сопротивлениям обмотки. Эффективное значение токов в обмотках при наличии в обмотках постоянной составляющей определяется по формуле $I_{эi} = \sqrt{I_{0i}^2 + I_i^2/Q}$. Потери в стали на вихревые токи и на намагничивание магнитопровода вычисляются по формуле $P_{\text{ст}} = 0{,}75 I_\mu U_1/Q$ [Вт]. Температуру перегрева трансформатора по отношению к окружающей среде вычисляют по формуле (4.43), приняв коэффициент теплоотдачи при воздушном охлаждении $\alpha = (13 \ldots 15) \cdot 10^{-4}$ Вт/(см^2·град), а коэффициент теплоотдачи при масляном охлаждении $\alpha = 50 \times \times 10^{-3}$ Вт/(см^2 · град).

4.21. Расчет дросселей низкой частоты

В зависимости от назначения дроссели низкой частоты могут работать в различных режимах — с постоянным подмагничиванием и без него. В обоих случаях конструкция дросселя должна обеспечивать заданную величину индуктивности, допустимое падение напряжения, надлежащую электрическую прочность и температуру перегрева.

При отсутствии подмагничивания расчет дросселя производят по методике, аналогичной расчету трансформатора низкой частоты с заданной индуктивностью первичной обмотки.

При работе дросселя с постоянным подмагничиванием для получения максимальной индуктивности в магнитопроводе дросселя должен устанавливаться оптимальный немагнитный зазор. Выбор оптимального зазора, расчет размеров магнитопровода можно производить по методике, используемой для расчета трансформаторов низкой частоты с постоянным подмагничиванием. Для этого по заданной величине индуктивности дросселя и току по графикам рис. 4.24 находят ориентировочное значение эффективной магнитной проницаемости. Затем, определив постоянную времени магнитопровода $\tau_{ст} = L_{др}/r_{др}$, находят конструктивную постоянную сердечника A. По таблицам выбирают нормализованный магнитопровод с конструктивной постоянной, равной найденной или несколько большей. Установив геометрические размеры магнитопровода, определяют по формуле (4.62) число витков дросселя. Диаметр провода находят с учетом температуры перегрева $\Delta t = 50°$ С по формуле (4.66). Затем, вычислив удельные ампер-витки постоянного подмагничивания, по графикам рис. 4.11 уточняют величину эффективной магнитной проницаемости и корректируют соответствующим образом размеры магнитопровода. Относительная величина немагнитного зазора находится по графикам, изображенным на рис. 4.10.

Глава 5

РАСЧЕТ И КОНСТРУИРОВАНИЕ КОНДЕНСАТОРОВ

5.1. Основные характеристики

В РЭА применяются конденсаторы постоянной, переменной и полупеременной емкости. Конденсаторы классифицируются:

1) по напряжению — низковольтные (рабочее напряжение $U_{раб} < 1600$ В) и высоковольтные ($U_{раб} > 1600$ В),

2) по мощности — малой и большой,

3) по области применения — при слабых токах и низких напряжениях и при сильных токах и высоких напряжениях,

4) по виду используемого диэлектрика — с газообразным диэлектриком (воздушные, вакуумные и т. п.); с жидким диэлектриком (маслонаполненные, наполненные синтетической жидкостью или жидким диэлектриком, переходящим в твердое состояние); с твердым неорганическим диэлектриком (стеклокерамические, слюдяные, керамические и т. п.); с твердым органическим диэлектриком (бумажные, пленочные и т. п.), с оксидным диэлектриком (жидкостные, сухие и твердые, оксидно-полупроводниковые электролитические конденсаторы),

5) по диапазону рабочих частот — для постоянного или пульсирующего напряжения; для напряжений звуковых частот 100 ... ... 10000 Гц; для напряжений радиочастотного диапазона 0,1 ... ... 100 МГц и т. д.,

6) по назначению — широкого применения и специальные. Конденсаторы специального назначения отличаются некоторыми особенностями, например повышенным сопротивлением изоляции, энергоемкостью и т. п.

Обозначение конденсаторов состоит из буквы К, двузначного числа, указывающего вид диэлектрика, условного индекса, определяющего назначение конденсатора (П, Ч, У, И) и порядкового номера разработки. Например, К15И — конденсатор постоянной емкости, керамический, номинальное напряжение свыше 1600 В, предназначен для работы в импульсных цепях. Для обозначения некоторых видов конденсаторов используется старая буквенная система, принятая до 1964 г., например конденсаторы ФТ — фторопластовые теплостойкие и др.

Основным параметром конденсатора является номинальная емкость, которая измеряется в фарадах, микро-, нано- и пикофарадах ($1\Ф = 10^6$ мкФ $= 10^9$ нФ $= 10^{12}$ пФ). Номинальные значения емкостей всех конденсаторов (кроме электролитических, некоторых бумажных и пленочных), как и резисторов, устанавливаются по стандартной шкале. Допустимые отклонения емкости от номинальной (в процентах) назначаются по таблице, приведенной в приложении 5.

Номинальная емкость и допуск наносятся на корпус конденсатора. Для малогабаритных конденсаторов применяется буквенно-цифровая маркировка. Цифры соответствуют номинальной емкости, а буквы обозначают единицу измерения (М — микрофарада, Н — нанофарада, П — пикофарада). Положение буквы соответствует положению запятой между цифрами. Например, маркируется 1Н5И — конденсатор емкостью 1,5 нФ с отклонением (И) $\pm$ 5%.

Конденсаторы сравнивают между собой по удельным характеристикам. Основная характеристика конденсаторов — удельная емкость $C_{уд} = C/V$, где V — активный объем диэлектрика. Максимальное значение удельной емкости достигается при использовании диэлектриков минимальной толщины. Температурный коэффициент емкости (ТКЕ) маркируется буквами (М — минус, П — плюс, МП — близкий к нулю) и цифрами, указывающими значение ТКЕ в миллионных долях. Для обозначения ТКЕ малогабаритных конденсаторов применяется цветная кодировка. Необратимые изменения емкости под действием температуры характеризуются температурным коэффициентом нестабильности емкости $\text{ТКНЕ} = \Delta C/C$. В ряде случаев, например в случае электролитических и бумажных конденсаторов, а также конденсаторов, имеющих явно выраженную нелинейную зависимость емкости от температуры (сегнетоэлектрические конденсаторы), стабильность оценивается относительным изменением емкости в интервале температур.

При подключении конденсатора к источнику постоянного напряжения после заряда в цепи устанавливается ток, который называется током утечки $i_{ут}$. Отношение приложенного напряжения U к току утечки $i_{ут}$ определяет сопротивление изоляции конденсатора $R_{из} = U/i_{ут}$. Токи утечки характерны для электролитических конденсаторов. Степень изоляции конденсаторов большой емкости (например, бумажных и металлобумажных) оценивают постоянной времени саморазряда $\tau_{ср} = R_{из}C$. Для конденсаторов с металлическим корпусом указывается сопротивление изоляции между выводами и корпусом.

Потери в конденсаторах обусловлены в основном затратами энергии при поляризации диэлектрика и влиянием сквозной проводимости. Потери в обкладках и выводах незначительны. Величина потерь характеризуется тангенсом угла потерь $\operatorname{tg}\delta$, где δ — угол, дополняющий до 90° угол сдвига фаз φ между током и напряжением в емкостной цепи (рис. 5.1). Тангенс угла потерь можно определить по величине активной (P) и реактивной (Q) мощности конденсатора

как $\operatorname{tg}\delta = P/Q$. Минимальные потери имеют вакуумные конденсаторы ($\operatorname{tg}\delta \leqslant 10^{-5}$), а максимальные — электролитические ($\operatorname{tg}\delta = 0{,}1 \ldots 0{,}3$). Величина, обратная $\operatorname{tg}\delta$, называется добротностью конденсатора $Q = 1/\operatorname{tg}\delta$. С повышением частоты, температуры и влажности $\operatorname{tg}\delta$ возрастает.

Электрическая прочность конденсатора характеризуется номинальным (рабочим) напряжением $U_{раб}$, испытательным напряжением $U_{исп}$ и пробивным напряжением $U_{пр}$. Номинальным называют напряжение, при котором конденсатор может работать длительное время (в течение срока службы и более) при соблюдении условий эксплуатации. Испытательное напряжение — это напряжение, которое должен выдерживать конденсатор без пробоя в течение небольшого промежутка времени (от нескольких секунд до нескольких минут). Это напряжение характеризует способность конденсатора выдерживать кратковременные перегрузки по напряжению. Пробивным напряжением называется то минимальное напряжение, при котором происходит пробой диэлектрика. Электрическая прочность конденсаторов зависит от вида диэлектрика, воздействующих факторов (температуры, влажности, давления) и вида приложенного напряжения. При работе конденсаторов в цепях с пульсирующим или переменным напряжением сумма постоянной и переменной составляющих не должна превышать номинальное (рабочее) напряжение.

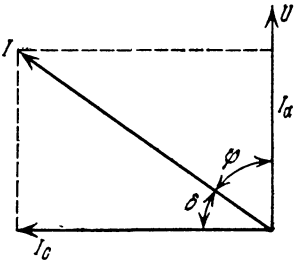


Рис. 5.1. Векторная диаграмма тока и напряжения конденсатора.

Допустимое значение реактивной мощности конденсаторов определяется из условия обеспечения нормального теплообмена диэлектрика с окружающей средой. Эта мощность рассчитывается как $Q = U^2\omega C = 2\pi U^2 fC$. Из этого выражения при заданной реактивной мощности можно определить допустимое переменное напряжение на конденсаторе.

Конденсаторы обладают паразитной индуктивностью, которая зависит от длины выводов и способа их соединения с обкладками, а также от геометрических размеров и конструкций рабочего элемента. Из-за паразитной индуктивности конденсаторы имеют собственную резонансную частоту $f_р = 1/2\pi\sqrt{LC}$. На частотах выше резонансной сопротивление конденсаторов становится индуктивным, поэтому их следует применять на частотах ниже резонансной. Наименьшей индуктивностью обладают проходные конденсаторы $L \approx (1 \ldots 3) \cdot 10^{-9}$ Г, а наибольшей — конденсаторы со спиральной секцией $L \approx 100 \cdot 10^{-9}$ Г.

При конструировании и применении конденсаторов учитываются также их габариты, масса, стоимость и параметры, характеризующие надежность.

5.2. Конструкции и типы конденсаторов постоянной емкости

Конденсаторы постоянной емкости имеют две наиболее характерные конструкции: пластинчатую и спиральную (рис. 5.2, *а*, *б*), реже применяется цилиндрическая конструкция (рис. 5.2, *в*). Как правило, керамические конденсаторы выпускаются пластинчатыми, а слюдяные, стеклоэмалевые, стеклокерамические — многопластинчатыми. Форма пластин выбирается прямоугольной, квадратной или в виде диска. Спиральная конструкция наиболее характерна для бумажных, металлобумажных, пленочных, металлопленочных, комбинированных и некоторых электролитических конденсаторов.

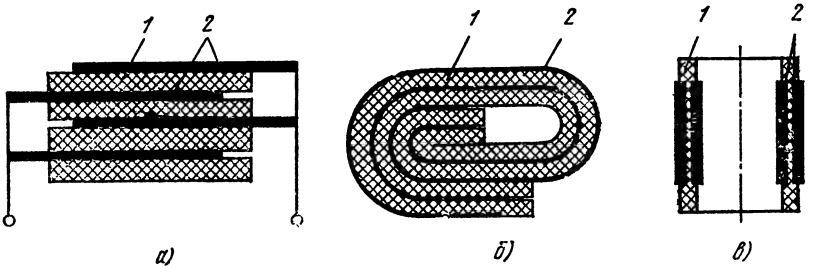


Рис. 5.2. Конструкции конденсаторов постоянной емкости:
а — пластинчатая; *б* — спиральная, *в* — цилиндрическая; *1* — изолирующая прокладка; *2* — проводящая обкладка.

Емкость пластинчатого конденсатора, имеющего n обкладок, определяется как

$$C = 0{,}0884\varepsilon S\,(n - 1)/d \ \text{[пФ]}, \qquad (5.1)$$

где S — активная площадь обкладки, см^2; d — толщина диэлектрика, см.

Емкость цилиндрического конденсатора равна

$$C = 0{,}241\varepsilon l/\lg\,(D_2/D_1) \ \text{[пФ]}, \qquad (5.2)$$

где l — активная длина обкладки, см; D_1 — внешний диаметр внутренней обкладки, см; D_2 — внутренний диаметр внешней обкладки, см.

Емкость спиральной секции вычисляется по формуле

$$C = 0{,}1768\varepsilon bl/d \ \text{[мкФ]}, \qquad (5.3)$$

где b — ширина обкладки, см; l — длина обкладки, м; d — толщина диэлектрика, мкм.

Требуемую емкость конденсаторов получают параллельным, последовательным, а также смешанным соединением нескольких секций.

К конденсаторам с твердым органическим диэлектриком относятся бумажные, металлобумажные, пленочные, металлопленочные и комбинированные. Бумажные конденсаторы изготавливают

в виде рулона из бумажной ленты с алюминиевой фольгой. Секции конденсаторов для защиты от влаги помещают в корпусы: бумажные (КБ), керамические (КБГ-И), металлические со стеклянными изоляторами (КБГ-М), металлические с уплотнением теплостойкой резиной (БГМТ), тонкостенные металлические с заливкой торцов эпоксидным компаундом (БМ). Для получения безындукционной намотки выводы припаивают к выступающей фольге. Бумажные конденсаторы имеют большие потери и малую стабильность по сравнению со слюдяными. Выпускаются емкостью от 470 пФ до 10 мкФ на рабочие напряжения от 160 до 1500 В для работы в интервале температур от — 60 до + 70, + 85, + 100 или + 125° С.

Выигрыш в габаритах (в 2,5 ... 5 раз) получают при использовании металлобумажных конденсаторов с металлическими обкладками, нанесенными на лакированную бумагу методом вакуумного испарения. Металлобумажные конденсаторы самовосстанавливаются при единичных пробоях. При пробое (за счет большой локальной плотности тока) температура возрастает настолько, что тонкий металлический слой расплавляется и создает вокруг места пробоя свободный от металла участок, что приводит к восстановлению электрической прочности конденсатора. Металлобумажные конденсаторы по сравнению с бумажными имеют бо́льшие потери ($\operatorname{tg}\delta = 0{,}015$) и меньшее сопротивление изоляции за счет проводящих включений в бумаге. Наибольшее применение находят металлобумажные герметизированные конденсаторы: МБГ-И —в цилиндрическом корпусе из керамики, МБГ-Ц — в цилиндрическом корпусе из металла, МБГ-П — в прямоугольном металлическом корпусе, МБГО — однослойные конденсаторы в прямоугольном корпусе, МБМ — малогабаритные конденсаторы уплотненной конструкции и К42У-2 — малогабаритные герметизированные конденсаторы. Эти конденсаторы выпускаются на рабочие напряжения от 160 до 1500 В емкостью от 0,022 до 160 мкФ и допускают эксплуатацию в диапазоне температур от — 60 до + 60, + 70 или + 100° С.

Более высокие показатели имеют пленочные и металлопленочные конденсаторы с диэлектриком из синтетических пленок. Для конденсаторов применяются полярные (лавсан, поликарбонат) и неполярные (фторопласт-4, полистирол) пленки, комбинированные диэлектрики (пленка и бумага), лакопленочные диэлектрики. По конструкции пленочные конденсаторы мало отличаются от бумажных. Чтобы устранить воздушные включения и придать конструкции монолитность, пленочные конденсаторы подвергают термической обработке (запеканию). Конденсаторы из неполярных пленок имеют малые потери (на порядок меньше бумажных), весьма высокое сопротивление изоляции. Поэтому пленочные конденсаторы применяют в цепях высокой частоты, в счетно-решающих, электроизмерительных и дозиметрических устройствах.

В металлопленочных конденсаторах обкладки выполняют в виде слоя металлизации на пленочном диэлектрике. При меньших габаритах такие конденсаторы имеют худшие электрические параметры

из-за потерь. Конденсаторы из неполярных пленок выпускают на рабочие напряжения от 160 до 1000 В (низковольтные) и от 10 до 20 кВ (высоковольтные). Низковольтные имеют номинальные емкости от 100 пФ до 100 мкФ, а высоковольтные — от 120 пФ до 0,1 мкФ. Среди металлопленочных можно выделить группу конденсаторов открытого типа ПО, ПСО, МП-2, ПОВ с использованием тонкой полистирольной пленки. Из-за малой гигроскопичности полистирола для этих конденсаторов применяют открытую (бескорпусную) конструкцию. Изготавливаются полистирольные конденсаторы и в герметизированных корпусах: прямоугольных МПГ-П и цилиндрических МПГ-Ц. Полистирольные конденсаторы имеют теплостойкость от + 50 до + 85° С.

Более теплостойкими являются конденсаторы с пленкой из сополимера стирола (+ 100, + 125° С). Самой высокой теплостойкостью (до +200° С) обладают фторопластовые конденсаторы, например термостойкие ФТ, К72П-3 и К72П-6. Из-за большой стоимости их следует использовать лишь при повышенных температурах и высоких требованиях к электрическим параметрам. Лавсановые конденсаторы бывают низковольтные и высоковольтные с фольгированными или металлизированными обкладками. Низковольтные выпускаются емкостью от 1000 пФ до 15 мкФ на рабочие напряжения от 50 до 300 В. Температурный диапазон от + 70 до + 125° С. Высоковольтные лавсановые конденсаторы имеют номинальные напряжения от 2,5 до 10 кВ, емкости от 5100 пФ до 4 мкФ. Наиболее характерными типами таких конденсаторов являются: К74П-4 — миниатюрные фольговые, К74-5 — фольговые окукленные, К74-8 — в пластмассовом корпусе, ПМГП — однослойные металлопленочные герметизированные, К74-7 — высоковольтные на 16 кВ и др.

Для повышения сопротивления изоляции, электрической прочности, теплостойкости и надежности используются комбинированные диэлектрики из чередующихся слоев синтетической пленки и конденсаторной бумаги. Низковольтные конденсаторы с комбинированным диэлектриком выпускаются на рабочие напряжения от 250 до 1500 В емкостью от 0,022 до 2,2 мкФ для работы в интервале температур от — 60 до + 100 или + 125° С. Высоковольтные конденсаторы выпускаются на рабочие напряжения от 1,6 до 50 кВ емкостью от 1000 пФ до 2 мкФ с температурным диапазоном от — 60 до + 100° С. Характерные типы таких конденсаторов: К75-12 — высоконадежные, К75-10 — частотные, ПКГТ — высоковольтные пленочные комбинированные термостойкие, К75-15 — по удельным характеристикам превосходят ПКГТ и являются наиболее перспективными.

Конденсаторы с комбинированным диэлектриком бумага-лавсан выпускаются на рабочее напряжение до 3 кВ емкостью от 25 до 100 мкФ с узким диапазоном рабочих температур от — 10, — 40, — 60 до + 40, + 50 или + 60° С. На основе комбинированного диэлектрика (бумаги и фторопластовой пленки) выпускаются конденсаторы ПКГИ с высокими удельными характеристиками.

Наибольшую удельную емкость имеют лакопленочные конденсаторы на основе тонких (2,5 ... 3 мкм) металлизированных полярных пленок. Например, конденсаторы типа К76П-1 по удельной емкости приближаются к электролитическим, но имеют лучшие параметры и допускают эксплуатацию при знакопеременном напряжении. Лакопленочные конденсаторы выпускаются на рабочие напряжения 50, 100, 150 В емкостью от 0,47 до 22 мкФ с температурным диапазоном от — 60 до + 85° С. Конденсаторы с поликарбонатной пленкой типа К77-1, К77-2 обладают высокой надежностью и стабильностью, выпускаются на рабочие напряжения от 63 до 400 В емкостью от 0,001 до 22 мкФ (температурный диапазон от — 60 до + 100, + 125° С).

К конденсаторам с твердым неорганическим диэлектриком относятся слюдяные, керамические, стеклянные, стеклокерамические, стеклоэмалевые. Неорганические диэлектрики обладают высокой теплостойкостью и повышенной диэлектрической проницаемостью. Большинство таких диэлектриков имеет малый коэффициент линейного расширения и незначительный температурный коэффициент диэлектрической проницаемости.

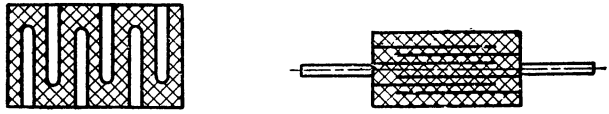
Наиболее высокими показателями обладают слюдяные конденсаторы, в которых в качестве диэлектрика используются пластинки слюды толщиной 20 ... 60 мкм (мусковит). Слюда мусковит имеет малые потери ($\operatorname{tg}\delta \approx (1 \ldots 2) \cdot 10^{-4}$), высокие электрическую прочность и диэлектрическую проницаемость ($\varepsilon = 7$). Слюдяные конденсаторы изготавливают с электродами из фольги (например, КСО) или тонкого слоя металла, который наносят на слюду испарением в вакууме или вжиганием (КСГ, СГМ и т. д.). Конденсаторные секции накладывают друг на друга и обжигают, выводы соединяют с электродами пайкой или с помощью вкладных контактов.

Из-за высокой гигроскопичности слюды в конденсаторах предусматривают защиту от влаги. По способу защиты слюдяные конденсаторы бывают открытого типа, опрессованные и герметизированные. Наиболее влагостойкими и стабильными являются герметизированные конденсаторы. Влагостойкость слюдяных негерметизированных конденсаторов повышают пропиткой церезином или парафином.

Низковольтные слюдяные конденсаторы выпускаются на рабочие напряжения от 250 до 1000 В емкостью от 47 пФ до 0,027 мкФ с температурным диапазоном от — 60 до + 70, + 155 или + 200° С. Широкое применение в резонансных контурах, цепях блокировки и связи получили слюдяные конденсаторы типа КСО (опрессованные пластмассой), КСОТ (теплостойкие слюдяные герметизированные в металлических корпусах), СГМ (слюдяные герметизированные малогабаритные в керамических корпусах).

Керамические конденсаторы, как и слюдяные, имеют высокие электрические характеристики, малые габариты и стоимость. К недостаткам этих конденсаторов относятся малая удельная емкость, низкая влагостойкость (за исключением герметизированных) и

хрупкость. Конденсаторы изготавливают в форме диска, трубки, прямоугольных пластин и т. п. В качестве диэлектрика используют керамику с диэлектрической проницаемостью от 6 до 10000 и ТКЕ от $+ 125 \cdot 10^{-5}$ до $- 2200 \cdot 10^{-6}$ град$^{-1}$. По составу диэлектрика конденсаторы делятся на термостабильные, термокомпенсированные (с большим отрицательным температурным коэффициентом емкости) и конденсаторы с повышенной удельной емкостью, но пониженной температурной стабильностью. Электроды наносят вжиганием благородных металлов (серебра, платины, палладия). После изготовления конденсаторы покрывают слоем влагозащитной эмали, опрессовывают пластмассой или герметизируют. Керамические конденсаторы выпускаются низковольтные (35 ... 750 В) и высоковольтные (1,5 ... 50 кВ) с допустимой реактивной мощностью от 1 В · А до 300 кВ · А.



а) *б)*

Рис. 5.3. Конструкции литых конденсаторов:
а — секционная, *б* — многослойная монолитная

Среди низковольтных конденсаторов наибольшей удельной емкостью обладают литые секционные и монолитные многослойные (рис. 5.3). Литые конденсаторы представляют собой призму, разделенную тонкими перегородками на ряд секций. На перегородки наносится металлизация, в результате образуется группа конденсаторов, соединенных параллельно. Монолитные конденсаторы состоят из чередующихся тонких керамических слоев с нанесенными на них обкладками из платины или палладия, опрессованными при высокой температуре в монолитный блок. Конденсаторы имеют проволочные выводы или металлизированные торцы для припайки.

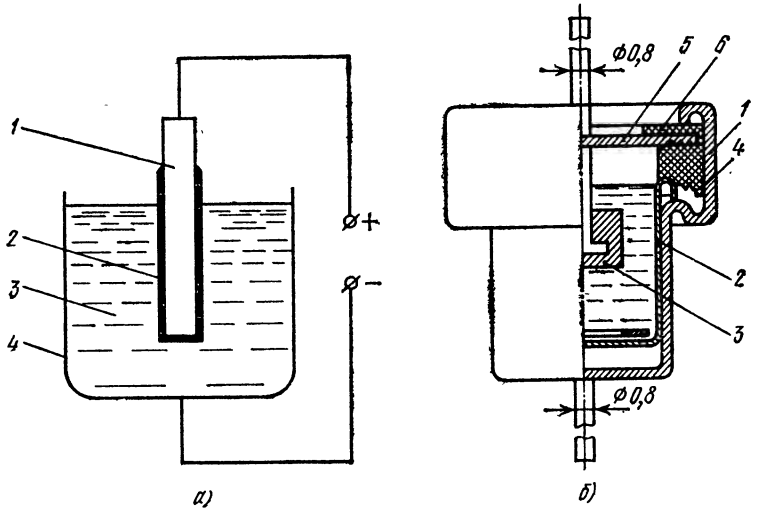
К низковольтным керамическим конденсаторам относятся: трубчатые КТ и КТНБ, дисковые КД и КДУ (ультравысокочастотные), литые секционные КЛГ и КЛС, монолитные КМ, К10-15, К10-9, К10-23, пластинчатые КП, КПМ, К10-7, проходные КТП и опорные КО и КДО. Эти конденсаторы имеют рабочие напряжения от 35 до 750 В и емкости от 1 пФ до 2,2 мкФ.

К высоковольтным конденсаторам относятся: К15У-1 (плоские), К15У-2 (трубчатые), К15У-3 (горшковые), КВИ, КВУ, КВК (высоковольтные импульсные, ультрачастотные, кольцевые), К15-4 (высоковольтные), КВДС, К15-5 (высоковольтные дисковые из сегнетокерамики).

Керамические конденсаторы делятся также на высоко- и низкочастотные. Высокочастотные конденсаторы имеют нормированные значения ТКЕ, малые потери и малые паразитные индуктивности.

Низкочастотные конденсаторы имеют большую удельную емкость, повышенные потери ($\operatorname{tg}\delta \leqslant 0{,}035$) и большое значение ТКЕ.

Стеклоэмалевые конденсаторы имеют малые потери, $\operatorname{tg}\delta \leqslant 15 \cdot 10^{-4}$, высокое сопротивление изоляции ($2 \cdot 10^4$ МОм). Конструктивно они похожи на монолитные, состоят из тонких слоев (15 ... 20 мкм) стеклоэмали и обкладок в виде тонких пленок серебра, спеченных при температуре 600 ... 800° С в монолитный остек-



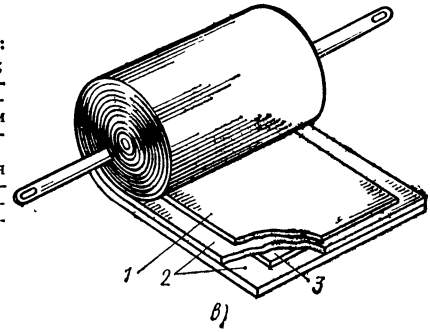


Рис. 5.4. Электролитические конденсаторы: *а* — жидкостный (*1* — металлический анод; *2* — оксидная пленка; *3* — электролит, *4* — металлический корпус — катод); *б* — жидкостный танталовый с объемно-пористым анодом (*1* — стальной корпус; *2* — вкладыш из химически стойкого металла, *3* — анод, *4* — резиновое кольцо; *5* — танталовая крышка, *6* — текстолитовое кольцо); *в* — сухой (*1* — оксидированная анодная фольга; *2* — прокладка, пропитанная электролитом; *3* — катодная фольга).

лованный блок. Стеклоэмалевые конденсаторы выпускаются на рабочие напряжения 300, 500, 3000 В емкостью от 10 до 1000 пФ. Допускают эксплуатацию в диапазоне температур от —60 до + 100 или + 155° С. Наиболее характерными являются: ДС — дисковые стеклоэмалевые, КС — конденсаторы стеклоэмалевые.

Электролитические конденсаторы состоят из алюминиевых или танталовых электродов, помещенных в электролит. Один из электродов (анод) является первой обкладкой конденсатора, другой электрод (катод) обеспечивает токоотвод от второй обкладки, роль кото-

рой выполняет электролит. На поверхность одного из электродов (анода) наносится слой окисла алюминия или тантала, который служит диэлектриком и обладает высокой электрической прочностью и диэлектрической проницаемостью ($\varepsilon=10$ для Al_2O_3 и 25 для Ta_2O_3). Аноды могут быть фольговые (алюминиевая фольга толщиной 50 ... 150 мкм, танталовая — 12 ... 15 мкм), проволочные и объемно-пористые. Для увеличения площади электродов в 10 ... 20 раз фольговые и проволочные аноды подвергают химическому или электрохимическому травлению. Объемно-пористые аноды получают прессованием и спеканием металлического порошка, обычно тантала.

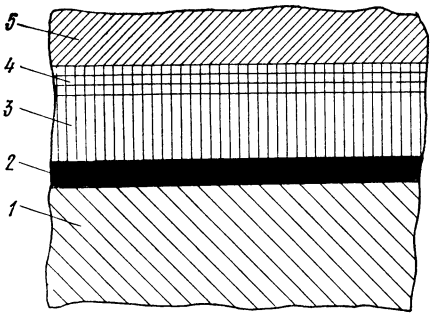


Рис. 5.5 **Устройство оксидно-полупроводникового конденсатора:**
1 — вентильный металл, *2* — оксидная пленка, *3* — полупроводник; *4* — слой углерода; *5* — металлический слой

Электролитические конденсаторы обладают высокой удельной емкостью за счет малой толщины (0,01 ... 1,5 мкм) диэлектрика и повышенной путем травления площади обкладок. Электролит выбирается с малым удельным сопротивлением, обладающий свойством образовывать и восстанавливать окись металла (диэлектрик). Наличие электролита ухудшает температурные и частотные характеристики конденсаторов из-за изменения удельного сопротивления электролита при изменении температуры и частоты. Несмотря на эффекты самовосстановления в электролите пленка окисла имеет большое число проводящих дефектных мест, что приводит к снижению сопротивления изоляции. Электролитические конденсаторы обладают односторонней проводимостью. Если к аноду приложено положительное напряжение, ток утечки небольшой; при обратном включении ток утечки резко возрастает. В зависимости от типа электролита различают жидкостные, сухие (рис. 5.4) и твердые (рис. 5.5) конденсаторы.

В жидкостных конденсаторах катодом служит металлический корпус, который используется в качестве внешнего вывода (рис. 5.4, *а*). Наибольшее распространение получили танталовые жидкостные конденсаторы (типа ЭТО) с объемно-пористым анодом из спеченных зерен тантала (рис. 5.4, *б*). Такие аноды имеют высокие значения площади поверхности на единицу объема и массы, поэтому конденсаторы имеют наибольшую удельную емкость. В качестве электролита используют растворы серной и соляной кислот, имеющие малое удельное объемное сопротивление.

Значительное уменьшение габаритов удается получить в сухих электролитических конденсаторах (рис. 5 4, *в*), в которых вместо

слоя жидкого электролита применяется волокнистая прокладка (бумага, ткань), пропитанная вязким электролитом, состоящим, например, из этиленгликоля, борной кислоты и нашатырного спирта. Подведение тока к электролитической обкладке осуществляется с помощью фольги, называемой катодной.

В твердых (оксидно-полупроводниковых) электролитических конденсаторах электролит заменен твердым полупроводником. На слой окиси тантала (Ta_2O_3), обладающего электронной проводимостью, наносят полупроводник — чаще двуокись марганца (MnO_2) с дырочной проводимостью (рис. 5.5). Поверх полупроводника размещается слой углерода, к которому примыкает легкоплавкий металл (олово, свинец или серебряная паста). Слой углерода и легкоплавкого металла служит для подведения тока к полупроводнику. Таким образом, на границе окиси тантала и двуокиси марганца возникает p—n-переход, который обладает столь малой толщиной, что приводит к значительному увеличению емкости конденсатора и односторонней проводимости. Если к аноду (танталу) прикладывается положительное напряжение, то запорный слой p—n-перехода увеличивается, а его сопротивление возрастает. При обратном включении сопротивление p—n-перехода мало, через переход проходит значительный ток, который может разрушить конденсатор. Выпускаются конденсаторы с проволочными и объемно-пористыми анодами (рис. 5.6). Проволочный анод получают из танталовой проволоки, навитой спиралью, а объемно-пористый — спеканием металлического порошка в вакууме. Конденсатор помещают в герметизированный металлический корпус, который служит отрицательным выводом.

Ввиду униполярности электролитические конденсаторы используются в схемах с постоянным и пульсирующим напряжением. К недостаткам электролитических конденсаторов относятся значительные токи утечки и потери, малая точность и стабильность, чувствительность к электрическим перегрузкам. Наиболее распространенными являются алюминиевые электролитические конденсаторы типов: КЭ, КЭГ и ЭГЦ — герметизированные; К50-3, К50-3А, К50-3Б — уплотненной конструкции с повышенной теплостойкостью и механической прочностью; К50-6 — малогабаритные для аппаратуры массового производства. По минимально допустимой рабочей температуре электролитические конденсаторы разделяются на четыре группы: Н — неморозостойкие (до —10° С), М — морозостойкие (до —40° С), ПМ — повышенной морозостойкости (до —50° С), ОМ — особоморозостойкие (до —60° С). Алюминиевые конденсаторы выпускаются номинальной емкостью 5—5000 мкФ на рабочие напряжения 3 ... 500 В.

Лучшими характеристиками обладают танталовые конденсаторы, которые могут использоваться при температурах от —60 до +100 и +155° С (категория Б) и до +200° С (категория А). Жидкостные танталовые конденсаторы с объемно-пористым анодом (ЭТО) выпускаются номинальной емкостью от 2 до

1000 мкФ на рабочее напряжение 6 ... 600 В. Танталовые фольговые сухие конденсаторы (ЭТ, ЭТН) имеют номинальную емкость 5 ... 500 мкФ и рабочие напряжения 6 ... 150 В.

Наиболее перспективными являются твердые оксидно-полупроводниковые конденсаторы (типа К53), имеющие практически постоянные потери (ток утечки 1 ... 8 мкА) и интервал рабочих температур от — 80 до + 125° С. Оксидно-полупроводниковые конден-

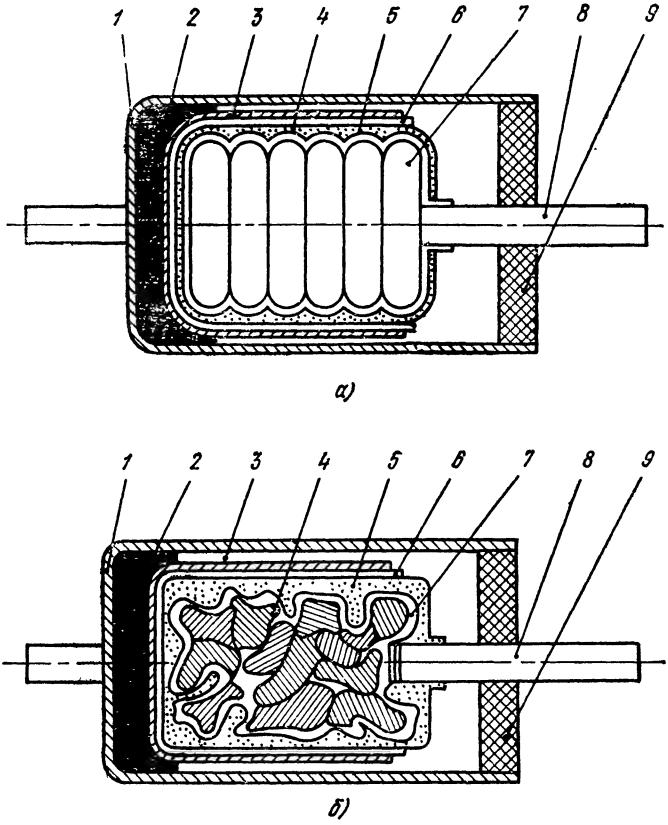


Рис. 5.6. Конструкция танталового оксидно-полупроводникового конденсатора:
а — с проволочным анодом, *б* — с объемно-пористым анодом, *1* — корпус, *2* — припой; *3* — серебро, *4* — окись тантала Ta_2O_5; *5* —полупроводник; *6* — аквадаг; *7* — тантал; *8* — вывод; *9* — изолятор.

саторы выпускаются с номинальной емкостью 0,033 ... 100 мкФ и рабочим напряжением от 6 до 30 В. В конденсаторах для интегральных схем используются тонкослойные диэлектрики из неорганических пленок окислов редкоземельных металлов, фтористых соединений и т. п. Номинальные значения емкости таких конденсаторов от 75 до 10000 пФ и $\operatorname{tg}\delta = 0{,}002 \ldots 0{,}01$.

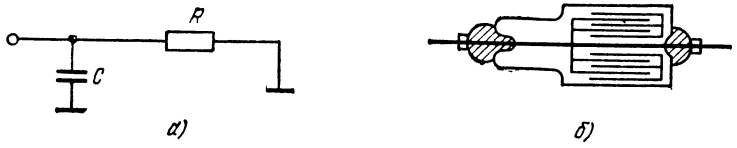


Рис 5.7. Бумажный проходной конденсатор:
а — эквивалентная схема, *б* — разрез.

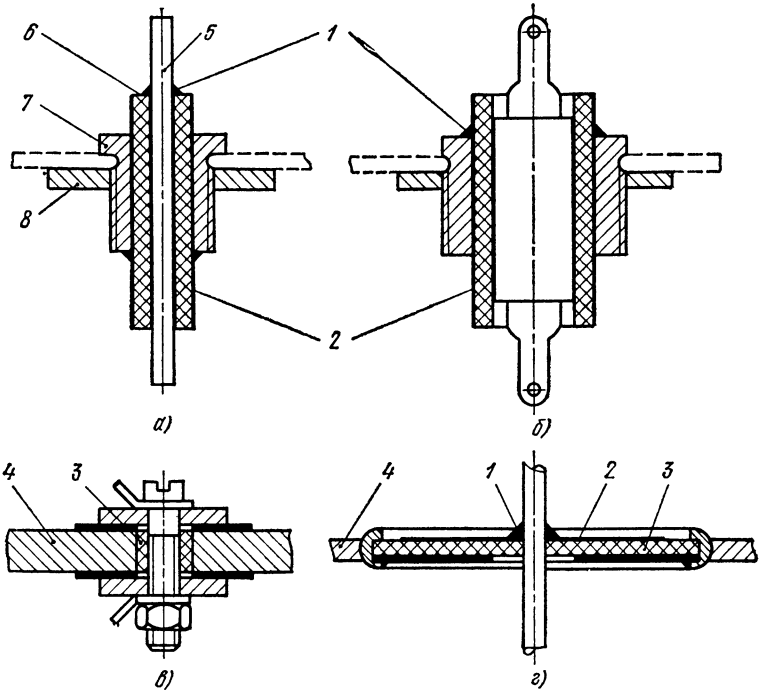


Рис. 5.8. Проходные керамические и слюдяные конденсаторы:
а, б — трубчатые, *в, г* — дисковые; *1* — пайка, *2* — металлизация, *3* — слюда; *4* — шасси; *5* — токонесущий проводник, *6* — керамическая трубка, *7* — втулка, *8* — гайка.

В высоковольтных цепях с напряжением более 1000 В высокочастотного диапазона применяются вакуумные конденсаторы, которые обладают малыми потерями, высокой стабильностью и устойчивостью к вибрациям. Вакуумные конденсаторы состоят из коаксиальных цилиндрических электродов, помещенных в стеклянный или керамический герметичный баллон. Выпускаются емкостью от 12,5 до 1000 пФ с температурным диапазоном от — 60 до + 70, + 85 или + 125° С.

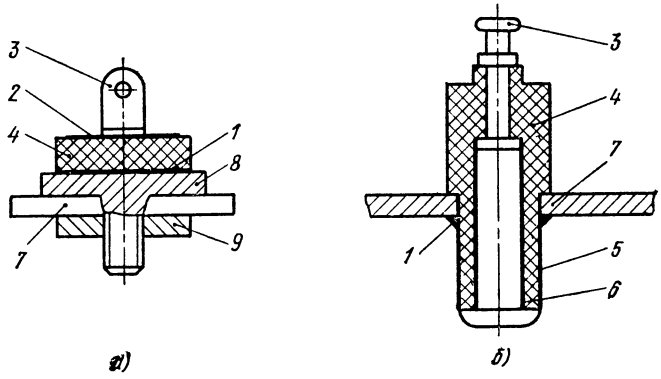


Рис. 5.9. Керамические опорные конденсаторы:
а — дисковые; *б* — трубчатые; *1* — пайка; *2* — металлизация, *3* — вывод; *4* — керамический изолятор, *5* — наружная обкладка; *6* — внутренняя обкладка; *7* — шасси, *8* — втулка; *9* — гайка.

Для фильтрации цепей питания и защиты аппаратуры от проникновения индустриальных помех широко применяются проходные конденсаторы. Конструкция бумажного проходного конденсатора показана на рис. 5.7. К стержню, проходящему через центр конденсатора, подсоединяется одна обкладка, другая обкладка присоединена к металлическому корпусу. Из-за малой длины соединительных проводников проходные конденсаторы имеют малую индуктивность и могут использоваться в диапазоне частот до 150 МГц. К проходным относятся: КПБ — проходной бумажный конденсатор, КЗ — защитный конденсатор (бумажный), МБП — металлобумажный проходной и др. Конструкция проходного керамического конденсатора для диапазона частот до 1600 МГц показана на рис. 5.8.

На частотах 1000 ... 1500 МГц применяются керамические опорные конденсаторы (рис. 5.9), состоящие из укрепленного на металлической втулке керамического диска или трубки с нанесенными обкладками. Втулка крепится к корпусу с помощью гайки. Широко применяются следующие типы опорных и проходных керамических конденсаторов: КТП — трубчатый проходной, КТПМ — трубчатый проходной малогабаритный, КО — опорный, КОМ — опорный малогабаритный, КДО — дисковый опорный. В зависимости от типа керамики они имеют емкость от 3 ... 10 до 10000 ... 15000 пФ с рабочим напряжением 400 ... 500 В и проходным током 5 ... 10 А.

5.3. Емкостная нестабильность конденсаторов

Нестабильность емкости обусловлена в основном изменением диэлектрической проницаемости диэлектрика $\Delta\varepsilon$, а также линейных размеров обкладок Δl и зазоров Δd. Относительное изменение емкости можно определить из выражения

$$\Delta C/C = \Delta\varepsilon/\varepsilon + 2\Delta l/l - \Delta d/d. \quad (5.4)$$

Разделив левую и правую части этого уравнения на Δt, получим выражение для ТКЕ конденсатора: $\alpha_C = \alpha_\varepsilon + 2\alpha_l - \alpha_d$. Таким образом, для высокостабильных конденсаторов требуется диэлектрик с малым температурным коэффициентом диэлектрической проницаемости и незначительным коэффициентом линейного расширения. Малый ТКЛР необходим и для материала обкладок. Высокую стабильность емкости можно получить, группируя конденсаторы с различным ТКЕ. ТКЕ емкости параллельно включенных конденсаторов C_1, C_2, ..., C_n с температурными коэффициентами α_1, α_2,... α_n определяется выражением

$$\alpha_C = \frac{\alpha_1 C_1 + \alpha_2 C_2 + \cdots + \alpha_n C_n}{C_1 + C_2 + \cdots + C_n}. \quad (5.5)$$

ТКЕ двух последовательно включенных конденсаторов определяется по формуле

$$\alpha_C = (\alpha_1 C_2 + \alpha_2 C_1)/(C_1 + C_2). \quad (5.6)$$

В ряде конденсаторов наблюдается кратковременное скачкообразное изменение емкости, которое называется эффектом мерцания. Обычно эти отклонения составляют десятые или сотые доли процента, но они недопустимы при использовании конденсаторов в задающих генераторах. Мерцание происходит из-за дефектов в обкладках конденсаторов, имеющих электроды в виде неплотных металлических пленок, полученных вжиганием, распылением в вакууме или химическим осаждением. Причина мерцания — в неустойчивости проводимости металлических электродов за счет изменения путей прохождения тока. Эффект мерцания возрастает с повышением частоты и напряжения на конденсаторе, а также с увеличением диэлектрической проницаемости диэлектрика. К практически немерцающим относятся конденсаторы со сплошными электродами из фольги, например бумажные К40, К41; полистирольные К70, фторопластовые ФТ, К74 и т. д.

5.4. Расчет конденсаторов

Расчет конденсаторов предусматривает нахождение оптимальных геометрических размеров, обеспечивающих заданные характеристики и надежность при наименьших затратах. Для расчета конденсаторов задаются: 1) номинальная емкость, рабочая частота и напряжение; 2) вид рабочего напряжения (постоянное, пульси-

рующее, переменное импульсное или их сочетание); 3) условия эксплуатации. В ряде случаев задается и тип диэлектрика; если диэлектрик не задан, расчет начинается с его выбора исходя из заданных значений $C_н$, $U_{раб}$, $f_{раб}$, tg δ, ТКЕ, $R_{из}$ и справочных данных по типам освоенных и выпускаемых промышленностью диэлектриков.

На первом этапе расчета определяется толщина диэлектрика. Для конденсаторов постоянного тока и низкой частоты толщина диэлектрика d устанавливается из расчета электрической прочности как отношение рабочего напряжения к допустимой напряженности поля для диэлектрика, а для высокочастотных — из теплового расчета (по формуле (5.12)). В конденсаторах с низким рабочим напряжением толщину диэлектрика выбирают минимальной, исходя из технологических возможностей.

На втором этапе расчета выбирается конструкция конденсаторной секции. По заданной емкости $C_н$ с учетом толщины диэлектрика и количества пластин по формулам (5.1)—(5.3) рассчитываются размеры обкладок. При выборе размеров секции необходимо учитывать закраины и толщину обкладок. Закраиной называется расстояние от края обкладки до края диэлектрика. Например, размеры секции многопластинчатого плоского конденсатора с числом обкладок n и активной площадью $S = bl$ определяются выражениями:

$$\begin{aligned} &\text{длина } l_c = l + 2\Delta l,\\ &\text{ширина } b_c = b + 2\Delta b,\\ &\text{высота } h_c = (n - 1)\, d + n d_{об}, \end{aligned} \qquad (5.7)$$

где Δl — закраина в направлении длины обкладки l; Δb — закраина в направлении ширины обкладки b; $d_{об}$—толщина обкладки.

Величина b_c выбирается на несколько миллиметров больше рассчитанного значения с учетом выпуска для пайки. К высоте h_c добавляется размер стягивающих обмоток.

При расчете спиральных конденсаторов площадь обкладок с длиной l и шириной b определяют из выражения $S = bl = k_n C d$, где k_n — коэффициент намотки, равный $567/\varepsilon$.

Для изготовления спирального конденсатора, намотанного на тонкую плоскую оправку шириной B, необходимо рассчитать число витков

$$w = \sqrt{k_1 B + k_2^2} - k_2, \qquad (5.8)$$

где $k_1 = \dfrac{7{,}05 \cdot 10^5\, d}{\varepsilon b\,(d + d_{об})}$; $\quad k_2 = \dfrac{1{,}25 \cdot 10^3\, B}{d + d_{об}}$.

В этих выражениях C выражено в микрофарадах; b и B — в сантиметрах, а d и $d_{об}$— в микрометрах. Геометрические размеры секции определяются обычным образом по конструкции с учетом закраин. При расчете длины секций с безындукционной намоткой в формулу подставляется не полная, а активная ширина фольги.

В конденсаторах малой емкости, например керамических, необходимо учитывать возрастание емкости за счет краевых электриче-

ских полей. В этом случае суммарная емкость может быть определена по приближенным выражениям: а) для плоского дискового конденсатора

$$C = 0{,}0694\varepsilon\,(D + kd)^2/d, \tag{5.9}$$

б) для цилиндрического (трубчатого) конденсатора

$$C = 0{,}241\varepsilon\,(l + kd)/\lg\,(D_2/D_1), \tag{5.10}$$

где D — диаметр дискового электрода, см; l — длина трубчатого электрода, см; D_1 и D_2 — внутренний и внешний диаметры трубчатого электрода, см; d — толщина диэлектрика, см; $k \approx 0{,}5$ — коэффициент формы поля.

В конденсаторах, работающих при повышенных напряжениях, расчет толщины диэлектрика проводится из условия обеспечения нормальной работы как при действии испытательного напряжения (кратковременная прочность), так и при длительном воздействии рабочего напряжения (длительная прочность). Прочность конденсатора оценивается по допустимому значению напряженности электрического поля при действии испытательного напряжения, которое определяется формулой $E_{\text{исп}} = E_{\text{пр ср}}/k_{з1}$, где $E_{\text{пр ср}}$ — среднее значение электрической прочности диэлектрика; $k_{з1}$ — коэффициент запаса, учитывающий разброс значений электрической прочности. При малой толщине диэлектрика и большой площади обкладок $k_{з1} \geqslant 2$, при малой площади обкладок и большой толщине диэлектрика $k_з = 1{,}2 \ldots 1{,}3$.

Номинальное рабочее напряжение устанавливают обычно меньше испытательного с коэффициентом запаса $k_{з2} = 1{,}5 \ldots 2$, который учитывает эксплуатацию конденсаторов в широком интервале температур и частот: $U_{\text{ном}} = U_{\text{исп}}/k_{з2}$. С учетом обоих условий толщина диэлектрика определяется как $d = U_{\text{раб}}/E_{\text{раб}}$ или $d = U_{\text{исп}}/E_{\text{исп}}$, затем из двух значений выбирается большее. Величины испытательного и рабочего напряжений обычно рассчитываются, если типом диэлектрика и его толщиной задаются по технологическим соображениям.

В конденсаторах, работающих при больших реактивных мощностях, толщина диэлектрика выбирается исходя из допустимой температуры перегрева Δt корпуса конденсатора, которая в установившемся тепловом режиме определяется из уравнения

$$P_{\text{а}} = 2\pi f U_{\text{раб}}^2\, C\, \operatorname{tg}\delta = \alpha\, S_{\text{охл}}\, \Delta t, \tag{5.11}$$

где $P_{\text{а}}$ — активные потери в конденсаторе, Вт; $U_{\text{раб}}$ — номинальное рабочее напряжение, В; f — частота, Гц; C — номинальная емкость, Ф; α — коэффициент теплоотдачи (при естественном воздушном охлаждении $\alpha \approx 1 \cdot 10^{-3}$ Вт/(см^2 · град).

Величина рабочего напряжения при заданной температуре перегрева Δt вычисляется по формуле

$$U_{\text{раб}} = \sqrt{\alpha\, S_{\text{охл}}\, \Delta t/2\pi f C \operatorname{tg}\delta}. \tag{5.12}$$

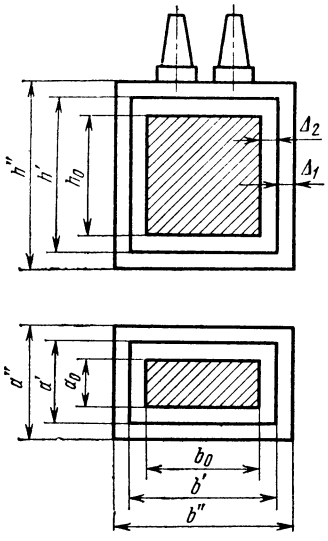


Рис. 5.10. К тепловому расчету конденсатора.

При высоком тепловом сопротивлении корпуса температура внутри конденсатора может оказаться значительно выше температуры наружной поверхности. Внутренний перегрев $\Delta t_{вн}$ с достаточной точностью можно определить, считая, что тепловой поток не меняется при прохождении через все слои с поперечным сечением S,

$$\Delta t_{вн} = P_a (\Delta_1/\lambda_1 S_1 + \Delta_2/\lambda_2 S_2 + \ldots),$$

где Δ — толщина изолирующих слоев, см; λ — коэффициенты теплопроводности изолирующих слоев, Вт/(см · град).

Площади, через которые проходит тепловой поток, определяются по геометрическим размерам конденсатора. Например, для металлобумажного конденсатора, считая, что основной тепловой поток распространяется к боковым стенкам (рис. 5.10), средние значения сечений определяются по формулам $S_1 = h_{ср} (2a_{ср} + 2b_{ср}) = 0{,}5 (h + h') (a + a' + b + b')$, $S_2 = 0{,}5 (h' + h'') (a + a'' + b' + b'')$.

Температура диэлектрика внутри конденсатора при максимальной рабочей температуре среды $t_{с\ max}$ определяется из выражения $t_д = t_{с\ max} + \Delta t + \Delta t_{вн}$. Максимальная температура диэлектрика не должна превышать допустимых значений.

5.5. Характеристики и конструкции конденсаторов переменной емкости

Для оперативной перестройки резонансных контуров применяются конденсаторы переменной емкости (КПЕ). КПЕ бывают с механическим и электрическим управлением. Регулировка емкости в конденсаторах с механическим управлением достигается изменением площади его обкладок или (значительно реже) изменением зазора между обкладками. Наибольшее распространение получили воздушные КПЕ, у которых группа параллельных пластин (ротор) перемещается в зазорах между пластинами другой группы (статор).

К конденсаторам с электрическим управлением величиной емкости относятся вариконды и варикапы. Вариконды обладают резко выраженной зависимостью емкости от приложенного напряжения, так как в них используется диэлектрик с диэлектрической проницаемостью, которая меняется при изменении напряженности поля. Таким диэлектриком являются керамические материалы, содержащие титаниты бария и стронция ($BaTiO_3$ и $SrTiO_3$). Вариконды характеризуются коэффициентом нелинейности по напряжению перемен-

ного тока $k_{пер} = C_{max}/C_{ном}$. Например, для вариконда КН105-2 $k_{пер} \geqslant 15$.

В варикапах используется зависимость емкости p—n-перехода плоскостных диодов от величины приложенного напряжения. Основная характеристика варикапа — коэффициент перекрытия по емкости k_C, который, например, для варикапов Д901А—Д901Б равен 3 ... 4.

Переменные конденсаторы классифицируют по следующим основным признакам:

1) по виду диэлектрика (с твердым или газообразным диэлектриком);

2) по закону изменения емкости (прямоемкостные, прямочастотные, прямоволновые, логарифмические, косинусоидальные и т. д.);

3) по величине емкости и диапазону частот;

4) по форме электродов (пластинчатые, цилиндрические, спиральные);

5) по числу секций (односекционные и многосекционные);

6) по углу поворота (с нормальным (около 180°), с расширенным (более 180°) и уменьшенным углом поворота (около 95°));

7) по способу изготовления секций (с цельнофрезерованным ротором (статором), с секциями, собранными расчеканкой, пайкой, отбортовкой).

Закон изменения емкости от угла поворота ротора определяется назначением конденсатора. Прямочастотные конденсаторы имеют равномерное изменение частоты по диапазону. Прямоволновой конденсатор необходим для получения равномерного изменения длины волны. Логарифмический конденсатор характеризуется постоянством относительного изменения частоты или емкости для одинаковых углов поворота ротора при постоянной точности отсчета. Синусоидальные или косинусоидальные конденсаторы применяются реже, в основном в передающих устройствах.

Конденсаторы переменной емкости имеют минимальную, максимальную и переменную емкости, связанные соотношением $C_{max} = C_{min} + C_{пер}$. Начальная емкость C_{min} обычно составляет 5 ... ... 10% от максимальной. Точность получения C_{min} и C_{max}, а также заданного закона изменения емкости зависит от производственных погрешностей. Разброс начальной емкости компенсируется в контурах с помощью подстроечного конденсатора.

Стабильность переменных конденсаторов характеризуется отклонениями емкости в зафиксированном положении под действием температуры и механических факторов. ТКЕ зависит от материалов, конструкции и качества сборки конденсаторов. Например, увеличение рабочей площади и толщины пластин повышает ТКЕ, а увеличение рабочего зазора понижает его. ТКЕ переменных конденсаторов положителен и лежит в пределах $(5 \ldots 200) \cdot 10^{-6}$ 1/град.

Наибольшее распространение получили воздушные КПЕ, так как воздух обладает малым α_ε и незначительным tg δ. Однако пробивная напряженность воздуха зависит от давления. Это необхо-

димо учитывать при конструировании конденсаторов для самолетной аппаратуры. Если напряжение на конденсаторе меньше 200 ... 250 В, то пробой не может произойти ни при каких условиях. В этом случае величина зазора выбирается по технологическим соображениям, но не менее 0,15 ... 0,2 мм. Величина пробивного напряжения зависит от размеров, формы и чистоты поверхностей пластин, от температуры, влажности, радиации и частоты приложенного напряжения. Рабочее напряжение рассчитывается при минимальной емкости и частоте и максимальной амплитуде тока по формуле

$$U_{раб} = I_{max}/2\pi fC.$$

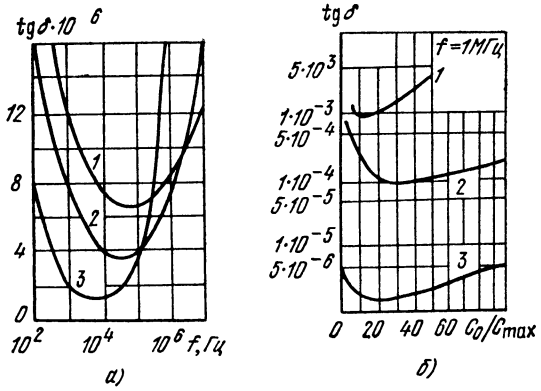


Рис. 5.11. Зависимость tg δ от частоты и относительного значения введенной емкости: *а*) *1* — $C/C_{max}=0{,}125$, *2* — $C/C_{max}=0{,}25$, *3* — $C/C_{max}=1$; *б*) *1* — эбонит; *2* — высокочастотная установочная керамика; *3* — кварц.

Испытательное напряжение для переменных конденсаторов выбирается на 10 ... 15% ниже пробивного, а рабочее напряжение составляет (0,5 ... 0,75) $U_{пр}$ при наименьшем давлении и наибольшей температуре эксплуатации.

Потери в конденсаторах переменной емкости зависят от сопротивления металлических частей $r_м$, емкости, обусловленной твердым диэлектриком $C_д$, от сопротивления изоляции по поверхности твердого диэлектрика $R_п$ и величины установленной емкости C_0. Тангенс угла потерь может быть определен из выражения

$$\operatorname{tg}\delta = 2\pi f C_0 r_м \cdot 10^{-12} + \frac{C_д}{C_0}\operatorname{tg}\delta_д + \frac{10^{12}}{2\pi f C_0 R_п}. \qquad (5.13)$$

Из этой формулы видно, что при $C_0 = \text{const}$ величина tg δ имеет минимум при определенной частоте (первое слагаемое возрастает, а третье уменьшается с ростом частоты), а также зависит от величины введенной емкости и типа диэлектрика (рис. 5.11). Минимум потерь приходится на низкие частоты. Потери сильно зависят от чистоты обработки деталей, материала и покрытия пластин. Для уменьшения

потерь пластины серебрят, а в особых случаях покрывают золотом (на частотах выше 100 МГц).

Под рабочим углом конденсатора переменной емкости понимают угол, в пределах которого изменение емкости происходит по заданному закону. Однако в крайнем положении угла поворота получить нужное изменение емкости затруднительно из-за краевого эффекта. Поэтому рабочий угол конденсатора практически на несколько градусов меньше рабочего угла статора. Момент вращения роторов конденсаторов зависит от конструкции деталей вращения, количества токосъемов, числа секций, размеров ротора и его балансировки, а также условий эксплуатации.

Габариты и масса конденсаторов переменной емкости в основном определяются диэлектрической проницаемостью диэлектрика, площадью пластин и рабочим зазором. Для уменьшения габаритов применяются диэлектрики с $\varepsilon > 1$ и повышенной электрической прочностью.

Конденсаторы переменной емкости состоят из корпуса, ротора и статора, подшипников и токосъемов. Статор конденсаторов переменной емкости, как правило, выполняется изолированным от корпуса. Ротор соединяется с корпусом при помощи токосъемов. В многосекционных конденсаторах ДВ, СВ и КВ диапазонов секции ротора располагаются на одной металлической оси. В области метровых и ультракоротких волн для уменьшения связей между секциями ротора и потерь используют керамические оси.

По технологическому исполнению различают литые, фрезерованные и штампованные конденсаторы. Литые конденсаторы изготавливаются методом литья из алюминиевых или цинковых сплавов. Статор с корпусом часто выполняют в виде одного узла. Роторная секция изготавливается литьем под давлением или объемной горячей штамповкой. Литые конструкции стабильны, но не позволяют получить больших емкостей при малых габаритах. Применяются в измерительных приборах и аппаратуре УКВ диапазона. Фрезерованные конденсаторы получают фрезерованием ротора, статора и корпуса из алюминия или его сплавов. Эти конструкции обеспечивают высокие электрические и механические показатели. Применяются в основном при мелкосерийном производстве аппаратов УКВ и КВ диапазонов. При массовом производстве радиовещательной аппаратуры конденсаторы изготавливаются из штампованных деталей. Такие конструкции уступают по электрическим свойствам литым и фрезерованным, однако они дешевле и имеют меньшую массу и габариты.

Для сборки роторных и статорных секций применяются пайка, отбортовка и расчеканка, выполняется сборка с помощью калиброванных шайб (рис. 5.12, *а*). Соединение пластин пайкой обеспечивает хороший электрический контакт и прочное механическое соединение пластин с элементами крепления — колонками, гребенками и т. п. Поэтому пайку используют при производстве стабильных и высокочастотных конденсаторов. Соединение пластин отбортовкой

производится путем протяжки специального пуансона через отверстия в пластинах. Диаметр отверстий выбирается меньше диаметра пуансона. При протяжке материал пластины вытягивается по движению пуансона и заходит под соседнюю пластину, что обеспечивает прочное и надежное соединение (рис. 5.12, *в*). Этот метод прост, однако в пластинах создаются остаточные напряжения, понижающие ТКЕ конденсаторов.

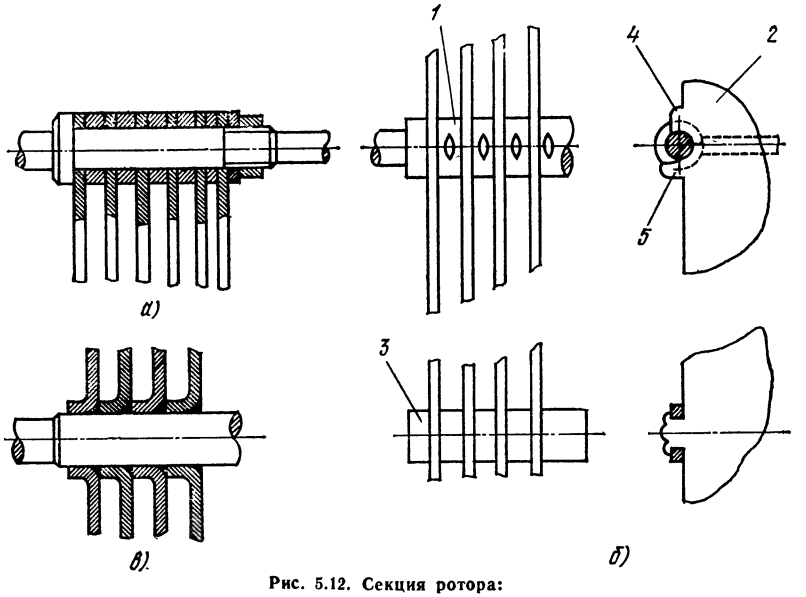


Рис. 5.12. Секция ротора:

а — с промежуточными шайбами; *б* — с расчеканкой (*1* — металлическая ось; *2* — пластины, *3* — швеллер; *4* — обжатый усик; *5* — необжатый усик), *в* — с отбортовкой

Для осуществления расчеканки (рис. 5.12, *б*) в оси *1* протачиваются концентрические канавки, в которые под напряженной посадкой вставляются пластины *2*, имеющие выступы (усики). Усики *4*, *5* при обжатии плотно заполняют канавку. Далее производится расчеканка оси в промежутках между пластинами, что дополнительно закрепляет их. Иногда для повышения жесткости секции применяется швеллер *3*, который крепится расчеканкой приливов пластин. Недостатком соединения расчеканкой является недостаточно прочное закрепление отдельных пластин, что может привести к нарушению электрического контакта. Поэтому рекомендуется дополнительно пропаивать места соединений.

Конструкции секций, собираемых с помощью калиброванных по толщине шайб, являются наиболее простыми, но их сборка трудоемка. Для таких конструкий (рис. 5.12, *а*) требуется точно изготовить шайбы и пластины. Конденсаторы с такими секциями имеют повышенные электрические потери из-за большого числа холодных контактных поверхностей.

Пластины ротора и статора штампуются из листового алюминия, стали или латуни (толщина 0,3 ... 0,8 мм), которые для снятия внутренних напряжений подвергаются рихтовке или термообработке. Для уменьшения потерь и обеспечения возможности пайки иногда используют покрытие слоем серебра.

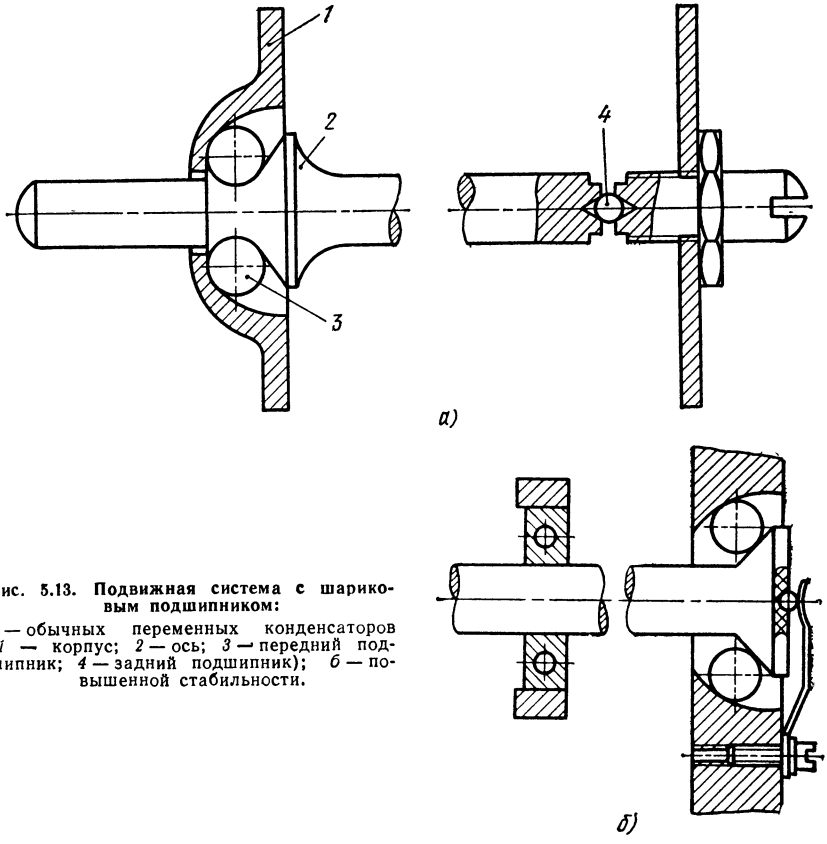
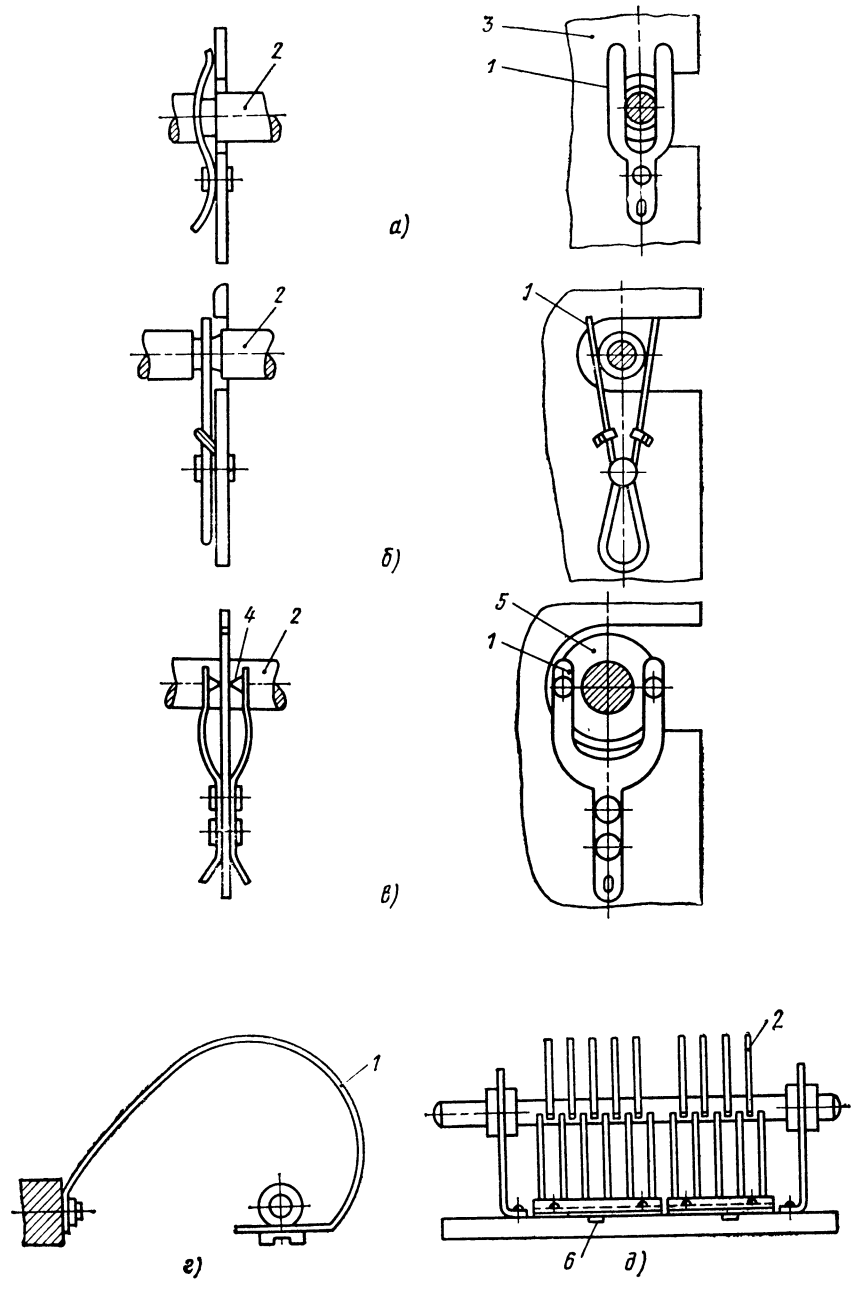


Рис. 5.13. Подвижная система с шариковым подшипником:

а — обычных переменных конденсаторов (*1* — корпус; *2* — ось; *3* — передний подшипник; *4* — задний подшипник); *б* — повышенной стабильности.

Подвижная система конденсаторов переменной емкости должна обеспечивать отсутствие как радиальных, так и осевых люфтов, минимальный момент вращения, компенсацию износа в трущихся частях. В конденсаторах применяются подшипники трения и качения (шариковые). Шариковые подшипники обеспечивают лучшие равномерность вращения и точность сборки. Типичные конструкции подвижной системы с шариковыми подшипниками показаны на рис. 5.13 В конструкции (рис. 5.13, *а*) передний подшипник является шариковым, а задний—шариковым упорным. Такая система технологична, но по мере износа ухудшаются точность и стабильность. Лучшие показатели обеспечиваются в конструкции, показанной на рис. 5.13, *б*. Передний подшипник укрепляется на специальной



5.14. Конструкции токосъемов:

а — плоский пружинный; *б* — проволочный пружинный; *в* — плоский пружинный с контактами; *г* — гибкий; *д* — емкостной; *1* — токосъем; *2* — ось, *3* — корпус; *4* — контакты; *5* — контактный диск; *6* — выводы статоров.

пружине, допускающей небольшое осевое перемещение. Со стороны заднего подшипника ось также поджимается пружиной. Такие конструкции используются в точных и стабильных конденсаторах с применением стандартных подшипников высокого и сверхвысокого классов точности. В КПЕ с малым числом пластин применяют подвижные системы, в которых выборка люфта оси производится регулировочными гайками.

В КПЕ применяются разные конструкции токосъемов. Наиболее широко используются токосъемы с трущимися контактами, которые обеспечивают постоянное переходное сопротивление, малую паразитную индуктивность, минимальный момент вращения. Ти-

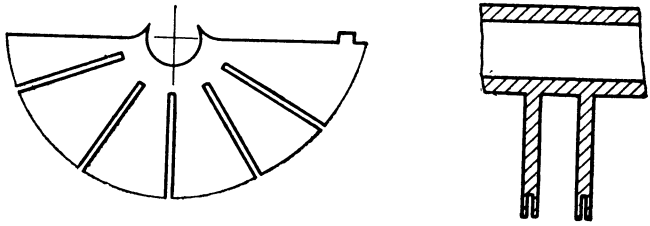


Рис. 5.15. Конструкция пластин ротора:
а — с прорезями; *б* — с проточкой.

пичные токосъемы с трущимися контактами из пружинящей бронзы показаны на рис. 5.14. Токосъем *1* (рис. 5.14, *а*) представляет собой плоскую пружину, которая входит в проточку оси *2* и крепится к корпусу *3*. Для уменьшения осевого усилия применяют проволочный токосъем *1* (рис. 5.14, *б*), который контактирует с осью *2* в полукруглой канавке. Для таких же целей применяют плоские токосъемы *1* (рис. 5.14, *в*), в которых расклепаны специальные серебряные контакты *2*, контактирующие с диском *3*, укрепленным на оси *4*. Гибкие токосъемы (рис. 5.14, *г*) имеют постоянное переходное сопротивление, но высокую индуктивность и низкую надежность. В бесконтактных токосъемах рядом с основной секцией располагается дополнительная с роторными пластинами круглой формы. Роторы обеих секций соединены, а статор дополнительной секции служит выводом. При вращении меняется общая емкость последовательно соединенных основной и дополнительной секций (рис. 5.24, *д*). Бесконтактные (емкостные) токосъемы используются в конденсаторах ультракоротковолнового диапазона.

В многосекционных конденсаторах для обеспечения идентичного изменения емкости от угла поворота крайние роторные пластины делают разрезными. В литых или фрезерованных конденсаторах пластины делаются с проточкой (рис. 5.15). Подгибая секторы крайних пластин или сжимая кромки пластин, образованные проточкой, можно добиться повышения идентичности емкости отдельных секций КПЕ при любом угле поворота ротора.

5.6. Расчет конденсаторов переменной емкости

На первом этапе расчета производится предварительный выбор конструктивного решения: числа пластин конденсатора, рабочего зазора, толщины и формы пластин ротора и статора, диаметра оси ротора, числа секций, вида токосъема и т. д. Величина зазора между пластинами ротора и статора определяется из условия обеспечения электрической прочности. При этом в высотной аппаратуре учитывается минимальное значение давления воздуха при максимальной положительной температуре. Расчет ведется с определенным запасом электрической прочности, учитывающим также снижение про-

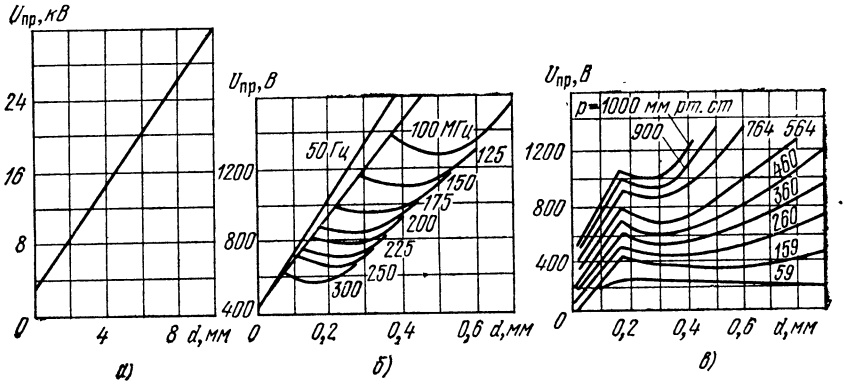


Рис. 5.16. Зависимость пробивного напряжения от зазора:
а — при температуре 20° С и давлении 760 мм рт. ст. в однородном поле; *б* — в диапазоне частот; *в* — при различных давлениях и частоте 200 мГц

бивного напряжения на высоких частотах, технологические погрешности обработки поверхностей и т. д. Величина пробивного напряжения выбирается по графикам, приведенным на рис. 5.16. По этим зависимостям выбор зазора производится ориентировочно с учетом снижения пробивного напряжения на высокой частоте примерно в два раза. Величину зазора можно определить по формуле $d = U_{раб\ max}/E_{пр}$. Практически величина зазора выбирается не менее 0,15 ... 2,0 мм. В конденсаторах с повышенной точностью применяют зазоры 1 ... 1,5 мм.

Емкость переменного конденсатора с воздушным диэлектриком определяется выражением

$$C = 1{,}11S\,(n - 1)/4\pi d \quad [\text{пФ}], \qquad (5.14)$$

где d — ширина зазора между пластинами, см; S — активная (взаимно-перекрываемая) площадь пластин, см^2.

Количество пластин выбирают исходя из максимальной емкости и габаритов конденсатора. Например, при емкости 40 ... 100 пФ $n = 3 \ldots 5$; 100 ... 200 пФ $n = 5 \ldots 7$; 200 ... 300 пФ $n = 9 \ldots 11$. Для расчета активной площади пластин необходимо выбрать радиус выреза в статорных пластинах r_0, который определяется диаме-

тром оси ротора и величиной зазора между осью и кромками статорных пластин. Диаметр металлической оси $D_{ос}$ выбирается в пределах 6 ... 12 мм. Керамические оси выпускаются диаметром 6,8 и 10 мм. На оси надевают металлические втулки для крепления пластин ротора. Толщина втулки b выбирается в пределах 1 ... ... 2,5 мм. Зазор между осью и кромками статорных пластин Δk выбирается в пределах (2 ... 3)d. Тогда радиус выреза в статорных пластинах

$$r_0 = D_{ос}/2 + b + \Delta k \text{ [мм]}.$$

Если ось металлическая, то второе слагаемое в этом выражении не учитывается.

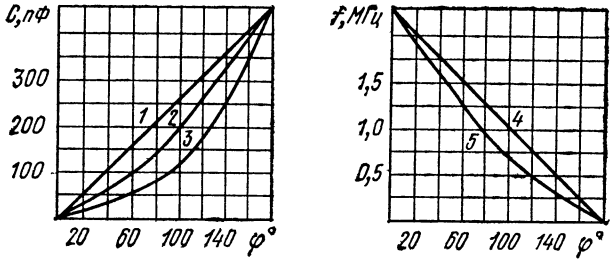


Рис. 5.17. Зависимость изменения емкости и частоты от угла поворота ротора конденсатора:

1 — прямоемкостного; *2* — прямочастотного; *3* — прямоволнового; *4* — емкостно-логарифмического; *5* — частотно-логарифмического.

Форма пластин конденсатора определяется требуемым законом изменения емкости. Если принять угол поворота ротора $\varphi = 180°$, то радиусы пластин ротора можно определить из приведенных ниже формул. В прямоемкостном конденсаторе *1* емкость возрастает прямо пропорционально углу поворота ротора (рис. 5.17). Пластины ротора имеют постоянный радиус R, который рассчитывается по формуле

$$R = \sqrt{7{,}27\,(C_{max} - C_{min})\,d/(n-1) + r_0^2} \text{ [мм]},$$

где C_{max} и C_{min} — значения максимальной и минимальной емкости, пФ.

В прямочастотном конденсаторе *2* (рис. 5.17) расчет переменного радиуса наружного контура пластин ротора производится по формуле

$$R_п = \sqrt{\frac{14{,}5dC_{min}k_f^2\,(k_f-1)}{(n-1)\,(1+\varphi(k_f-1)/180)^3} + r_0^2} \text{ [мм]},$$

где $k_f = f_{max}/f_{min}$, а f_{max} и f_{min} — значения максимальной и минимальной частот, Гц. Значения радиуса $R_п$ обычно определяются для величин углов φ через 10 ... 15°.

В прямоволновом конденсаторе *3* (рис. 5.17) переменный радиус пластины ротора рассчитывается по формуле

$$R_{\text{п}} = \sqrt{dC_{\min}\left(\sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}}-1\right)^2\left(180\Big/\left(\sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}}-1\right)+\varphi\right)\Big/12{,}48(n-1)+r_0^2},$$

[мм].

Логарифмические переменные конденсаторы бывают емкостно-логарифмические и частотно-логарифмические.

Емкостно-логарифмические конденсаторы *4* имеют постоянную относительную погрешность отсчета емкости по диапазону. Переменный радиус наружного контура пластин ротора для такого конденсатора равен

$$R_{\text{пк}} = \sqrt{7{,}27dC_{\min}\ln(C_{\max}/C_{\min})\exp(a\varphi)/(n-1)+r_0^2}\ \text{[мм]},$$

где $a = (1/180)\ln(C_{\max}/C_{\min})$.

Частотно-логарифмический конденсатор *5* имеет постоянную относительную погрешность отсчета частоты по диапазону. Переменный радиус наружного контура пластины ротора такого конденсатора определяется выражением

$$R_{\text{пк}} = \sqrt{14{,}54dC_{\max}\ln(f_{\max}/f_{\min})\exp(-2B\varphi)/(n-1)+r_0^2}\ \text{[мм]},$$

где $B = (1/180)\ln(f_{\max}/f_{\min})$. Величиной $C_{\max}$ при расчете задаются. На заключительном этапе проектирования конденсаторов переменной емкости производят расчет геометрических размеров и температурного коэффициента емкости.

5.7. Неустойчивость конденсаторов переменной емкости

Емкостная неустойчивость переменных конденсаторов проявляется в разных значениях начальной емкости и в отклонениях емкости от требуемого закона изменения при повороте ротора. Неустойчивость определяется главным образом: 1) погрешностями производства, приводящими к неточному изготовлению деталей и сборки; 2) девиациями подвижной системы, возникающими при перемещении ротора; 3) нестабильностью, обусловленной действием климатических факторов, в основном температуры.

Рассмотрим влияние погрешностей производства. Из формулы (5.14) видно, что на изменение емкости влияют S и d, поскольку остальные величины постоянны. Неточность изготовления пластин по площади мала, так как пластины вырубаются одним штампом. Поэтому погрешность площади пластин можно не учитывать. Следовательно, изменение емкости происходит в основном из-за погрешности зазора d. Эта погрешность обусловлена рядом составляющих: разбросом толщины пластин и расстояния между ними, асимме-

трией зазора и перекосом пластин. При изменении толщины пластины на величину Δh_1 (рис. 5.18, *а*) зазор также изменится на Δh_1, что приведет к отклонению емкости $\Delta C_1 = (\Delta h_1/d)\,C$. Аналогично изменится емкость при смещении пластин на величину Δd_1: $\Delta C_2 = (\Delta d_1/d)\,C$.

Определим изменение емкости при асимметрии зазора. При смещении пластин ротора от своего среднего положения на величину Δd емкость изменится на величину ΔC и будет равна

$$C+\Delta C=\frac{1{,}11\varepsilon S\,(n-1)}{4\pi\,(d-\Delta d)}+\frac{1{,}11\varepsilon S\,(n-1)}{4\pi\,(d+\Delta d)}=$$

$$=\frac{1{,}11\varepsilon S2\,(n-1)}{4\pi d}\left[\frac{1}{1-(\Delta d/d)^2}\right]\approx\frac{2{,}22\varepsilon S\,(n-1)}{4\pi d}\left[1+\left(\frac{\Delta d}{d}\right)^2\right].$$

Из этого выражения найдем относительное изменение емкости $\Delta C/C \approx (\Delta d/d)^2$.

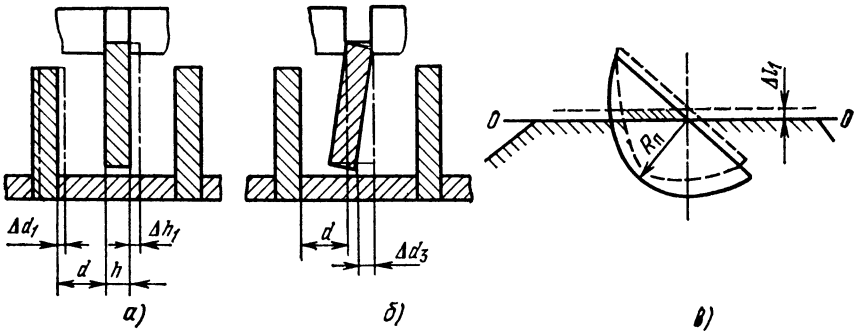


Рис. 5.18. К расчету погрешности зазора:
а — от изменения толщины пластины, *б* — от перекоса пластин, *в* — от смещения пластин

На рис. 5.19 приведен график относительного изменения емкости в зависимости от относительного отклонения пластин ротора от среднего положения. Как видно из рисунка, минимальное относительное изменение емкости наблюдается при точном среднем положении пластин ротора относительно пластин статора. Это учитывают при регулировке КПЕ. При перекосе пластин ротора относительно статора (или наоборот) на величину Δd_3 (рис. 5.18, *б*) получим $\Delta C_4 \approx (\Delta d_3/d)^2 C/3$. При сборке конденсаторов пластины ротора могут быть смещены относительно пластин статора на величину Δl_1 в направлении, перпендикулярном оси (рис. 5.18, *в*) с сохранением требуемого зазора и параллельности пластин. Такое смещение вызывает отклонение емкости $\Delta C_5 = C(\Delta l_1 R_\text{п})/S$, где $R_\text{п}$ — переменный радиус пластины. Для упрощения расчета за переменный радиус можно принять величину $R_\text{ср} = (R_\text{max} + R_\text{min})/2$, где R_max — максимальное значение переменного радиуса при угле поворота, равном нулю. Тогда

$$\Delta C_5 = C\Delta l_1 R_\text{ср}/(\pi R_\text{ср}^2/2) = 2C\Delta l_1/\pi R_\text{ср}. \qquad (5.15)$$

Таблица 51

Величина смещения ротора

Направление смещения	Смещение подвижной системы, мм		
	для шаровой опоры	для насыпного подшипника	для шарикоподшипников радиального типа
Вдоль оси при выбранном зазоре	0,002...0,015	0,002...0,01	0,002...0,003
Поперек оси	0,002 ..0,005	0, 01.. 0,03	0,002.. 0,005

Рассмотрим погрешности от девиаций подвижной системы. Подвижная система переменных конденсаторов смещается вдоль и поперек оси и перекашивается из-за неточной формы шариков в подшипниках, канавок, в которых движутся шарики, и т. п. Может происходить и параллельное смещение пластин ротора относительно пластин статора. При смещении подвижной системы поперек оси (рис. 5.20) отклонение пластин ротора относительно статора $\Delta d_4 = 2R_{ср}\Delta l_2/L$ [мм], что вызывает погрешность емкости из-за перекоса пластин:

$$\Delta C_6 = \frac{1}{3}\left(\frac{\Delta d_4}{d}\right)^2 C = \frac{1}{3}\left(\frac{2R_{ср}\,\Delta l_2}{dL}\right)^2 C.$$

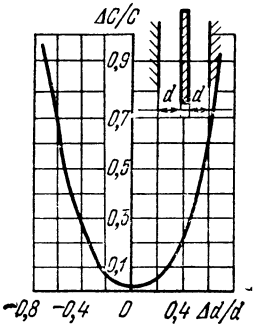


Рис. 5.19. Зависимость относительного изменения емкости от относительного смещения средней пластины для трехпластинчатого конденсатора.

При смещении подвижной системы вдоль оси на величину Δd_5 отклонение емкости составляет $\Delta C_7 = (\Delta d_5/d)^2 C$.

Величины смещения вдоль и поперек оси приведены в табл. 5.1.

При параллельном смещении пластин ротора (в радиальном направлении на величину Δl_3) относительно статора погрешность емкости составит $\Delta C_8 = 2C\Delta l_3/\pi R_{ср}$. Температурный коэффициент диэлектрической проницаемости воздуха α_ε с достаточной точностью можно считать равным нулю. Температурный коэффициент площади пластин обусловлен изменением площади пластин и смещением ротора относительно статора из-за различных ТКЛР материала пластин и корпуса конденсатора, т. е. $\alpha_s = \alpha_{пл} + \alpha_{сп}$, где $\alpha_{пл}$ и $\alpha_{сп}$ — температурные коэффициенты активной площади пластин и смещения пластин. Если статор и ротор выполнены из одного материала, то $\alpha_{пл} = 2\alpha_п$ ($\alpha_п$ — ТКЛР материала пластин). Температурный коэффициент активной площади пластин, обусловленный их смещением, определяется формулой

$$\alpha_{сп} = 2B\,(\alpha_к - \alpha_п)/\pi R_{ср},$$

где B — расстояние между точками крепления ротора и статора; $\alpha_к$ — ТКЛР корпуса.

Общая температурная погрешность емкости из-за изменения активной площади пластин вычисляется по формуле

$$\Delta C_9 = 2\,[\alpha_п + B\,(\alpha_к - \alpha_п)/\pi R_{ср}]\,\Delta t C.$$

Если в конденсаторе оси и пластины имеют различные ТКЛР (α_0 и $\alpha_п$), то зазор меняется как за счет изменения расстояния между пластинами d, так и за счет изменения толщины пластин h, т. е. появляется асимметрия зазора. Температурный коэффициент зазора

$$\alpha_d = [\alpha_п\,(2d + h) + \alpha_0\,(d + h)]/d,$$

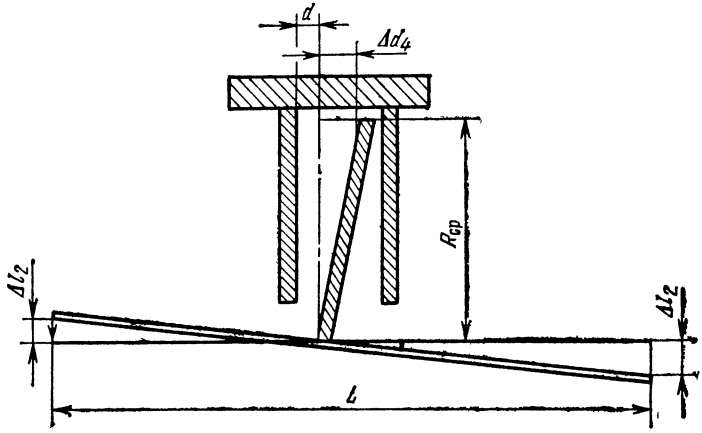


Рис. 5.20. Схема перекоса подвижной системы.

а температурная погрешность конденсатора из-за асимметрии зазора составляет величину $\Delta C_{10} = [\alpha_п\,(2d + h) + \alpha_0\,(d + h)]/d \cdot \Delta t C$.

Общая нестабильность емкости $\Delta C_{общ}$ переменного конденсатора как результат действия погрешностей производства, девиации подвижной системы и температурной нестабильности определяется выражением

$$\Delta C_{общ} = \sqrt{\sum_{i=1}^{10} \Delta C_i^2}\,.$$

Наиболее важным фактором повышения стабильности конденсаторов переменной емкости является обеспечение их механической устойчивости. Повышение виброустойчивости достигается применением материалов с большим отношением модуля упругости к удельному весу (алюминий, дюралюминий, сталь). Наилучшим материалом следует считать алюминиево-магниевые сплавы (АМГ). Высокая виброустойчивость достигается при полукруглой форме пластин и малых размерах их максимального радиуса, так как при этом повышается собственная частота колебаний конденсатора. С этой же

целью целесообразно вводить дополнительное крепление удлиненного конца пластин ротора и выбирать более толстые пластины. Оптимальная толщина пластин, обеспечивающая минимальные упругие деформации, соответствует удвоенному зазору. Механическая устойчивость конденсаторов также увеличивается с укорочением оси и увеличением ее толщины. Крепление ротора к оси с помощью двух опор повышает механическую устойчивость в 4 ... 8 раз по сравнению с консольным креплением.

Повторяемость ТКЕ конденсаторов зависит от условий сборки и отсутствия остаточных напряжений. Поэтому рекомендуется де-

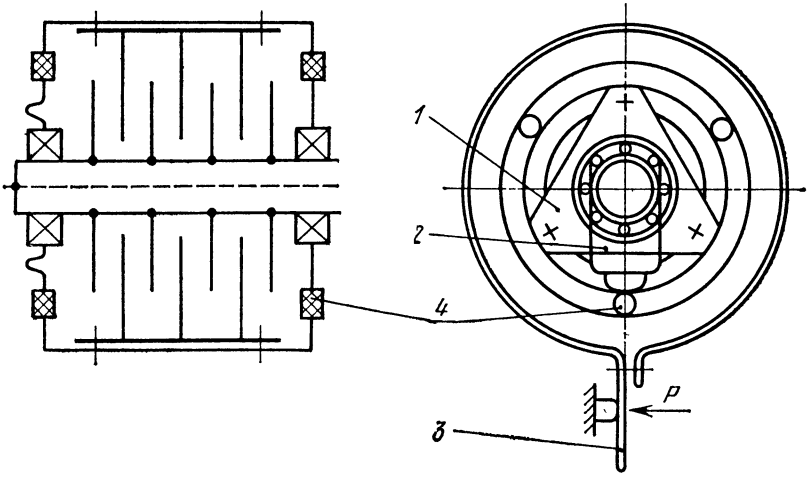


Рис. 5.21. Замкнутая конструкция переменного конденсатора:
1 — пружина; *2* — токосъем; *3* — упор; *4* — изолятор

тали конденсатора, секции статоров и роторов перед сборкой и после нее подвергать температурной тренировке. Для меньшего разброса ТКЕ также целесообразно применять материалы с одинаковым ТКЛР. Понижение ТКЕ может быть достигнуто в термокомпенсированных конденсаторах, у которых материалы пластин и осей ротора и статора имеют разные ТКЛР. Например, в конденсаторах со стальными пластинами и латунными осями можно достичь ТКЕ около $4 \cdot 10^{-6}$. Однако такие конденсаторы имеют относительно малый рабочий диапазон температур, в котором обеспечивается термокомпенсация, и критичны к циклическому воздействию температуры. Поэтому область применения их ограничена. Хорошие показатели стабильности при циклическом действии температуры обеспечиваются в замкнутой конструкции конденсатора (рис. 5.21), в которой ротор и статор выполнены из одного материала и связаны между собой с обеспечением свободы взаимного перемещения. Секции ротора и статора расположены на одной оси, изоляторы малы по размерам, поэтому материалы оси и изоляторов не влияют на температурную стабильность.

5.8. Подстроечные конденсаторы и корректоры градуировки

Для точной настройки частоты контуров в процессе производства и эксплуатации РЭА применяются полупеременные (подстроечные) конденсаторы, с помощью которых компенсируется разброс параметров контура. В отличие от переменных подстроечные конденсаторы имеют относительно небольшое изменение емкости. После подстройки подвижная часть конденсатора фиксируется простейшими стопорными устройствами.

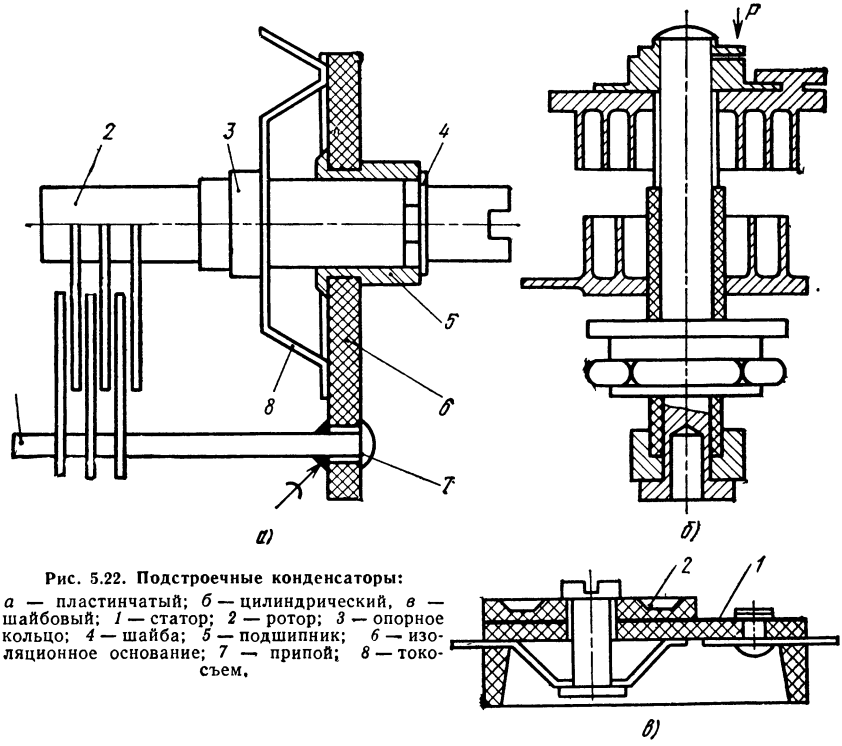


Рис. 5.22. Подстроечные конденсаторы:
а — пластинчатый; *б* — цилиндрический, *в* — шайбовый; *1* — статор; *2* — ротор; *3* — опорное кольцо; *4* — шайба; *5* — подшипник; *6* — изоляционное основание; *7* — припой; *8* — токосъем.

Подстроечные конденсаторы характеризуются параметрами, аналогичными КПЕ. Однако к ним предъявляются и специфические требования: стабильность емкости в зафиксированном положении и высокая надежность этой фиксации, плавность установки емкости и т. п. Подстроечные конденсаторы бывают с воздушным и с твердым диэлектриком. По конструкции различают воздушные подстроечные конденсаторы пластинчатого типа с вращающимся ротором, цилиндрические или плунжерные и дисковые.

Конденсатор пластинчатого типа (рис. 5.22, *а*) состоит из основания, на котором крепится статор и устанавливается ротор на коническом или цилиндрическом подшипнике. Для повышения температурной стабильности статор крепится с помощью одной колон-

ки, так как при этом меньше сказывается различие в ТКЛР материалов пластин и основания.

Цилиндрические подстроечные конденсаторы состоят из сплошного цилиндрического ротора и трубчатого статора. Поступательное движение осуществляется винтовой передачей. Для получения больших емкостей применяют твердый диэлектрик (обычно керамику) или конструируют конденсатор, состоящий из нескольких коаксиальных цилиндров (рис. 5.22, *б*).

В радиоприемной и измерительной аппаратуре широкое применение нашли шайбовые керамические подстроечные конденсаторы типа КПК и КПД, имеющие малую стоимость и габариты. В этих конструкциях емкость образуется металлизированной внешней поверхностью ротора и металлизированной поверхностью статора (рис. 5.22, *в*). Диэлектриком являются титановая керамика с высоким ε и воздушная прослойка между ротором и статором. Для изготовления статора используют установочную керамику. В качестве материала для металлизации обкладок используется серебро, наносимое методом вжигания. Недостатком таких конденсаторов является изменение емкости при давлении на ротор и большой разброс ТКЕ.

Для коррекции градуировки шкал устройств РЭА в контурах гетеродинов приемников и задающих генераторов используют корректирующие конденсаторы и индуктивные подстроечники. Корректирующий конденсатор подключается параллельно конденсатору переменной емкости. Коррекция индуктивностью обычно осуществляется для каждой катушки. Емкостными корректорами являются подстроечные конденсаторы, рассчитанные на большое количество циклов работы и обеспечивающие более плавную подстройку. Индуктивные корректоры выполняются как катушки с относительно малой величиной индуктивности.

Величину корректирующей емкости можно определить исходя из допустимой угловой погрешности настройки корректора. Пусть минимальный угол поворота при коррекции составляет 1°; этот угол будет равен угловой погрешности настройки корректора, которая не должна превышать допустимой величины. Пусть эта величина задана по частоте и равна $\Delta f'$. Если корректируемая неустойчивость равна $\Delta f = f_2 - f_1$, то величина корректирующей емкости $C_к = C_{пер}\Delta f/(f_2 - f_1)$, где $C_{пер}$ — переменная составляющая емкости контура. Емкость корректирующего конденсатора в расчете на 1° угла поворота определяется из выражения

$$\Delta C_к = C_{пер}\ \Delta f'/(f_2 - f_1).$$

Величина $\Delta f'$ обычно является малой, что требует очень малых значений емкостей корректирующих конденсаторов. Поэтому их выполняют с малым числом пластин и большим зазором. Корректирующие конденсаторы проектируются всегда прямоемкостными, так как это уменьшает объем конденсатора, а закон изменения частоты можно считать линейным при небольшом угле поворота ротора.

Глава 6

РАСЧЕТ И КОНСТРУИРОВАНИЕ КОНТУРОВ ВЫСОКИХ И СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

6.1. Широкодиапазонные контуры переходного типа

Колебательные системы с сосредоточенными параметрами состоят из катушек индуктивности и конденсаторов. Область их применения простирается от длин волн в несколько тысяч метров до единиц метров. В коротковолновой части метрового (1 ... 1,5 м) и дециметрового (10 ... 100 см) диапазонов волн не удается изготовить высокочастотный колебательный контур с сосредоточенной индуктивностью, поскольку резонансная частота контура определяется не только индуктивностью и емкостью элементов контура $L_к$ и $C_к$, но и индуктивностью и емкостью монтажа $L_м$ и $C_м$, а также индуктивностью $L_д$ и емкостью $C_д$ дополнительных элементов колебательной системы.

Для увеличения частоты колебательного контура необходимо уменьшать индуктивность, поскольку емкость не может быть меньше величины $C_м + C_д$. Значительное уменьшение индуктивности снижает эквивалентное сопротивление $R_э = L/Cr$ и добротность контура. С увеличением частоты размеры элементов контура становятся соизмеримыми с длиной волны. Контур начинает сильно излучать. Возникают значительные поля рассеяния и нежелательные связи. В результате потери в контуре значительно возрастают.

Так как $L_к$ и $C_к$ по значению приближаются к $L_м + L_д$ и $C_м + C_д$, стабильность которых низка, то и эталонные свойства контура с сосредоточенными параметрами низкие, а диапазон перестройки мал

$$k_f = f_{max}/f_{min}, \tag{6.1}$$

где f_{max}, f_{min} — максимальная и минимальная частота настройки контура.

Колебательные системы с распределенными параметрами (объемные и коаксиальные резонаторы) лишены недостатков, характерных для колебательных систем с сосредоточенными параме-

трами. Однако в диапазонах дециметровых и метровых волн эти колебательные системы имеют сложную конструкцию, значительные массу и размеры. Поэтому в качестве резонансных систем в этих диапазонах волн применяют широкодиапазонные контуры переходного типа.

Широкодиапазонные контуры переходного типа представляют собой соединение сосредоточенной емкости в виде переменного конденсатора и индуктивности, распределенной вдоль элементов конструкции конденсатора (рис. 6.1). Благодаря этому они и получили название «контуры переходного типа». Индуктивность конструктивно выполняется в форме дуги. В большинстве конструкций контуров переходного типа одновременно изменяются индуктивность и емкость, обеспечивая плавную настройку в широком диапазоне волн.

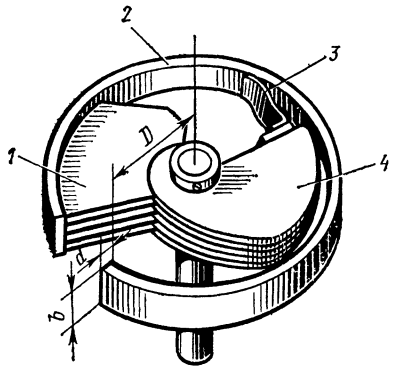


Рис. 6.1. Контур контактного типа:
1 — статор конденсатора, *2* — индуктивность, *3* — контактная пружина, *4* — ротор.

Контуры переходного типа разделяются на контактные и бесконтактные. В контактных контурах изменение индуктивности осуществляется при помощи контактной щетки, скользящей по дуге, а в бесконтактных — путем введения во внутрь витка металлического ротора, выполняющего роль немагнитного сердечника.

Контуры переходного типа имеют высокую добротность, большое эквивалентное сопротивление, небольшие габариты и массу. Применяются в смесителях и гетеродинах приемников, в маломощных передатчиках дециметровых и метровых волн, в измерительных генераторах, волномерах и т. п.

Основные параметры контуров переходного типа приведены в табл. 6.1.

Таблица 61

Параметры контуров переходного типа

Тип контура	f_{max}, МГц	k_f	Q	$R_э$, Ом	Основное применение
Контактный	1500	Не более 11	300 ..600	—	Широкодиапазонные волномеры
Бесконтактный несимметричный	1200	3,5—4	Не более 1000	Несколько тысяч	Контуры гетеродинов и смесителей
Бесконтактный симметричный	1500	3...5	Не более 1000	Не более 10000	То же
Цилиндрический	1300	2...3	2000...3000	Несколько тысяч	»

6.2. Конструкции контуров переходного типа

Широкодиапазонный переходной контур контактного типа (рис. 6.1) состоит из индуктивности *2*, выполненной в виде витка из проводника круглого или прямоугольного сечения, и конденсатора переменной емкости, статор *1* которого укреплен на витке. Диаметр витка контура и число пластин конденсатора зависят от диапазона частот. Емкость конденсатора изменяется роторными пластинами *4*. На роторе укреплена контактная пружина *3*, которая при повороте ротора скользит по поверхности витка, изменяя величину индуктивности, включенной в контур. Элементы контура выполнены так, что при увеличении емкости одновременно увеличивается индуктивность и наоборот. Поэтому в этой конструкции коэффициент диапазона перестройки достигает 11. Контактные контуры применяются в волномерах, где необходимо иметь линейную зависимость частоты настройки от угла поворота ротора. Это обеспечивается выбором необходимого закона изменения емкости.

Параметры контура контактного типа рассчитывают для минимальной частоты диапазона, когда индуктивность и емкость имеют максимальные значения. Задавшись значением внутреннего диаметра витка D и его шириной b, вычисляют индуктивность:

$$L_{max} = 2\pi D\left(2{,}3\lg\frac{4D}{b} - 0{,}5\right)\frac{\varphi^\circ}{360^\circ}\,10^{-3}\ [\text{мкГ}], \qquad (6.2)$$

где φ° — центральный угол, охватывающий действующую часть дуги. Размеры витка необходимо брать в сантиметрах. Затем определяют максимальную емкость конденсатора

$$C_{max} = 25{,}3 \cdot 10^3 / L_{max} f_{min}^2\ [\text{пФ}], \qquad (6.3)$$

где f_{min} — минимальная частота диапазона, МГц; L_{max} — индуктивность витка, мкГ. Это выражение обеспечивает достаточную точность при $b \ll D$ и φ° близком к 360°.

Максимальную частоту контура определяют экспериментально. Добротность контура зависит от величины активного сопротивления, которое находится как сумма активного сопротивления витка $r_в$, сопротивления излучения $r_{изл}$ и переходного сопротивления контакта $R_к$:

$$r_а = r_в + r_{изл} + R_к. \qquad (6.4)$$

Сопротивление витка $r_в$ определяется как сопротивление току высокой частоты прямолинейного проводника прямоугольного сечения.

Сопротивление излучения можно вычислить по формуле

$$r_{изл} = 20\pi^2\,(\pi D/\lambda)^4\ [\text{Ом}]. \qquad (6.5)$$

Диаметр витка D и длину волны λ необходимо выражать в одинаковых единицах.

Переходное сопротивление $R_к$ контакта лежит в пределах 10^{-2} ... 10^{-3} Ом и уточняется экспериментально.

Достоинствами контактных контуров переходного типа являются: простота конструкции, большой коэффициент диапазона и др. К недостаткам относятся: невозможность использования в симметричных схемах, непостоянство связи по диапазону, наличие скользящего контакта.

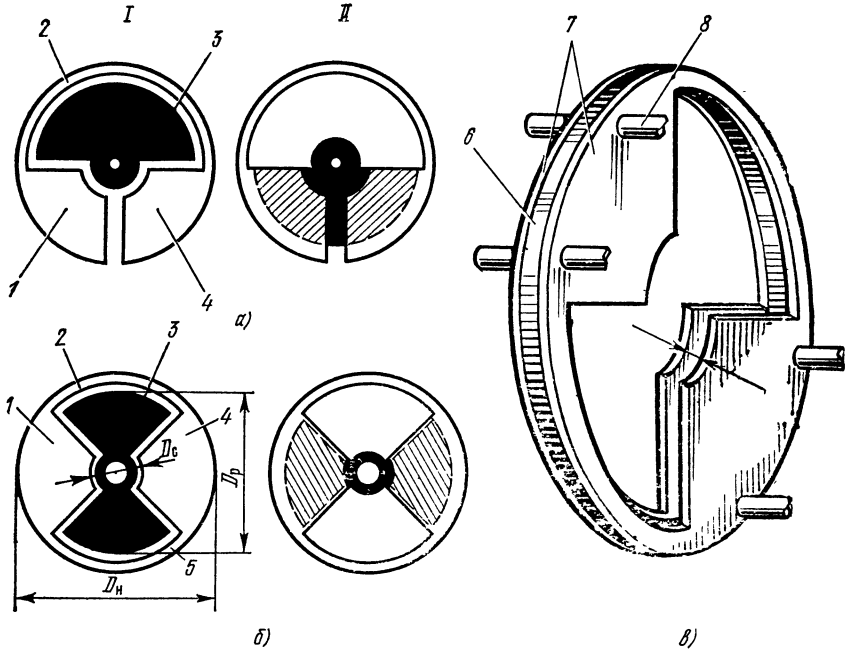


Рис. 6.2. Контуры бесконтактного типа:

а — несимметричный, *б* — симметричный, *в* — конструкция статора; *I—L* и *C* — минимальны; II — *L* и *C* — максимальны; *1*, *4* — статорные пластины; *2*, *5* — индуктивности; *3* — ротор, *6* — кольцо; *7* — пластины, *8* — штифт.

Широкодиапазонные переходные контуры бесконтактного типа в зависимости от конструкции разделяются на несимметричные и симметричные. Конструкция несимметричного контура (рис. 6.2, *а*) во многом напоминает конструкцию контактного контура, за исключением скользящего контакта. Изменение емкости контура осуществляется конденсатором. Статорные пластины *1* и *4* конденсатора закреплены на концах дуги *2*, которая является индуктивностью контура. Ротор *3* конденсатора изолирован от остальных элементов. При повороте ротора одновременно изменяются емкость и индуктивность контура. Если ротор *3* полностью ввести в статорные пластины *1* и *4* (рис. 6.2, *а* II), то индуктивность и емкость контура будут максимальны и их можно определить по формулам (6.2), (6.3). Максимальная частота контура определяется экспериментально или приближенно по предполагаемому коэффициенту диапазона. Рекомендуемый наружный диаметр $D_н$ контура бесконтакт-

ного типа выбирается по табл. 6.2. Рабочая длина дуги составляет (1 ... 1,5) $D_н$.

Таблица 62

Наружные диаметры контуров бесконтактного типа

f_{max}, МГц	Наружный диаметр контура $D_н$, мм	
	несимметричного	симметричного
100	110 ..125	—
300	90...110	130...150
600	60...70	90...100
1000	50...60	50...60

Симметричный бесконтактный контур (рис. 6.2, *б*) образуется индуктивностями дуг *2* и *5*, емкостями между статорами *1*, *4* и ротором *3*. Индуктивности включены параллельно, а емкости последовательно. Благодаря этому можно получить малые значения индуктивности и емкости контура. Максимальная частота симметричного контура выше, чем несимметричного. Принцип действия симметричного контура аналогичен принципу действия несимметричного контура.

Конструктивно ротор и статор (рис. 6.2, *в*) симметричного контура выполняются в виде набора пластин *7* необходимой формы, между которыми прокладываются кольца *6* или шайбы для создания необходимого зазора. Пластины соединяются винтами или штифтами *8*. Угол поворота ротора равен 90°.

Симметричные контуры отличаются большой механической жесткостью, что обеспечивает высокую стабильность электрических характеристик.

Расчет симметричных контуров производят по нижней частоте диапазона. По верхней частоте диапазона f_{max} (табл. 6.2) выбирают наружный диаметр контура. Внутренним диаметром дуги и размерами ее поперечного сечения задаются и определяют максимальную индуктивность контура

$$L_{max} = 1{,}06D\left(2{,}3\lg\frac{18D}{a+b} - 2\right)\cdot 10^{-3}\ [\text{мкГ}],$$

где D — внутренний диаметр дуги, см; a и b — размеры поперечного сечения дуги, см.

Максимальную емкость конденсатора, состоящего из n пластин, можно вычислить по формуле

$$C_{max} = \frac{D_{рот}^2 - D_{ст}^2}{114{,}6d}(n-1)\ [\text{пФ}], \qquad (6.6)$$

где d — расстояние между пластинами, см; $D_{рот}$, $D_{ст}$ — диаметры ротора и статора, см. Если емкость конденсатора определить исходя из частоты и индуктивности контура, а диаметрами ротора, статора и количеством пластин задаться, то по формуле (6.6) можно вычислить расстояние между пластинами d.

Для обеспечения необходимой жесткости конструкции симметричного бесконтактного контура толщину пластин конденсатора

выбирают 0,7 ... 1 мм, а расстояние между пластинами не менее 0,3 ... 0,5 мм.

Цилиндрический контур (рис. 6.3) состоит из двух металлических цилиндров *1* и *2*, разрезанных по образующей. Индуктивность контура L определяется размерами внешнего цилиндра *1*, а емкость — емкостью C_{AB} между торцами разреза внешнего цилиндра. Внутренний цилиндр *2* может вращаться вокруг оси. При повороте цилиндра *2* индуктивность контура остается постоянной, а емкость увеличивается вследствие появления дополнительных емкостей C_{AC} и C_{BC} (рис. 6.3, *б*) между внешним и внутренним цилиндрами. При этом частота настройки уменьшается.

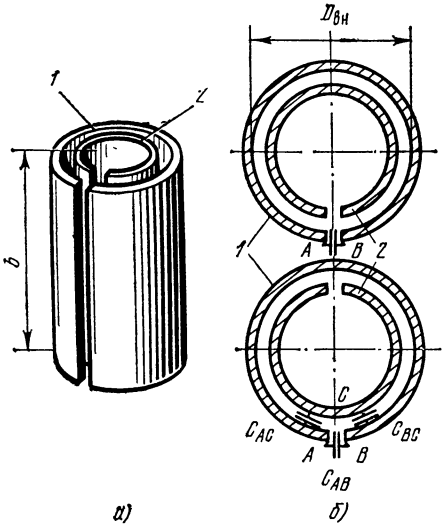


Рис. 6.3. Контур цилиндрического типа:
а — устройство, *б* — принцип действия, *1* — наружный цилиндр; *2* — внутренний цилиндр

Цилиндрические контуры отличаются простотой конструкции и высокой добротностью. Они имеют малые значения индуктивности и емкости и позволяют создавать генераторы с частотой, близкой к собственной частоте лампы. Для повышения частоты цилиндрических контуров внешний и внутренний цилиндры разрезают в двух местах. В результате емкость и индуктивность контура уменьшаются.

Индуктивность цилиндрического контура можно найти по приближенной формуле

$$L=\frac{98{,}5D_{вн}^2}{4{,}5D_{вн}+10b}\cdot 10^{-3}\ [\text{мкГ}],$$

где $D_{вн}$ — диаметр внешнего цилиндра, см; b — высота внешнего цилиндра ($b \gg D_{вн}$), см. Минимальную емкость контура без учета краевого эффекта можно определить как емкость обычного конденсатора, а сопротивление излучения — по формуле (6.5).

Для уменьшения потерь на излучение контуры переходного типа экранируют. Добротность бесконтактных контуров из-за отсутствия скользящего контакта выше и стабильнее, чем контактных. Наибольшую добротность имеют цилиндрические экранированные контуры.

Для расширения перекрываемого диапазона в дуге или внешнем цилиндре широкодиапазонного контура делают разрез, в который включают дополнительные индуктивности, емкости или отрезки длинных линий. В контурах переходного типа распределение тока

и напряжения вдоль дуги зависит от положения ротора. Поэтому индуктивная и кондуктивная связь по диапазону получается непостоянной. Для уменьшения неравномерности связи ротор выполняется такой формы, чтобы он мало влиял на величину индуктивности, а перестройка контура осуществлялась изменением емкости. Необходимый закон изменения частоты настройки контура определяется формой пластин ротора.

Элементы широкодиапазонных контуров изготовляют из латуни, меди и алюминия с последующим серебрением. Для изоляции от шасси блока статоры устанавливают на керамические изоляторы, а роторы собирают на керамических осях. Для повышения стабильности роторы цилиндрических контуров могут выполняться из керамических цилиндров, поверхность которых металлизируют.

6.3. Физические процессы в линии, назначение и конструкции резонансных линий

Линией передачи называется система из двух близко расположенных проводников, предназначенная для передачи электромагнитной энергии с минимальными потерями. Линия называется резонансной, если ее геометрические размеры соизмеримы с длиной волны передаваемых электромагнитных колебаний или превышают ее.

Физические процессы, протекающие в линии, зависят от характера нагрузки. На конце линия может быть нагружена на сопротивление, отличное от волнового или равное волновому, может быть короткозамкнутой или разомкнутой.

Если линию нагрузить на сопротивление, равное волновому, а к входу подсоединить источник гармонической э. д. с., то вдоль линии от генератора к нагрузке будут распространяться бегущие волны напряжения и тока, совпадающие по фазе (их называют также падающими). Энергия бегущей волны сосредоточена в электрическом поле, существующем между проводниками, и в магнитном поле, окружающем проводники. Амплитуда тока и напряжения в различных точках линии одинакова; отражения от конца линии не происходит. Такой режим работы линии используется для передачи энергии. Резонансных свойств линия не проявляет.

Резонансные свойства проявляются в короткозамкнутой или разомкнутой линии. При подключении к началу короткозамкнутой линии генератора синусоидальной э. д. с. в ней распространяются бегущие волны напряжения и тока, которые через некоторое время достигают конца линии. Поскольку на конце линии нет условий для существования электрического поля, оно исчезает. Исчезающее электрическое поле индуцирует магнитное поле, равное по величине магнитному полю падающей волны. Результирующее магнитное поле в конце линии удваивается и вызывает обратные волны тока и напряжения, распространяющиеся от конца линии к генератору. Эти волны называются отраженными. При сложении падающей и отра-

женной волн в линии образуется стоячая волна. Процесс образования стоячей волны будем рассматривать с конца линии, поэтому длину линии будем также отсчитывать от конца (рис. 6.4).

К моменту времени t_1 (рис. 6.4, *б*) падающая волна тока достигает конца линии. Через четверть периода к моменту времени t_2 падающая волна от генератора к концу линии, и отраженная волна от конца линии к генератору переместятся на $\lambda/4$. Магнитное поле в конце линии удваивается, вследствие этого ток также удваивается. Это значит, что отраженная волна тока (обозначена штриховой линией) (рис. 6.4, *в*) находится в фазе с падающей волной. На участке линии 0—$\lambda/4$ к моменту времени t_2 образуется стоячая волна тока, обозначенная жирной линией.

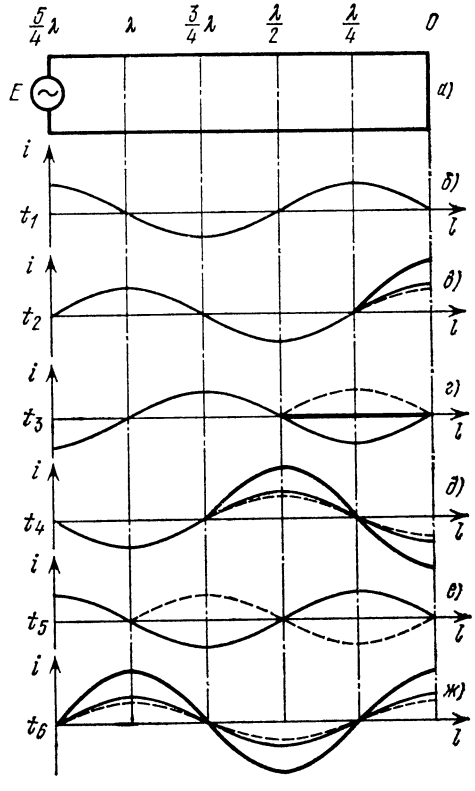


Рис. 6.4. Образование стоячих волн тока в короткозамкнутой линии:

——— — падающая волна, — — — — отраженная волна, ——— — стоячая волна.

Через полпериода времени к моменту t_3 (рис. 6.4, *г*) падающая и отраженная волны переместятся еще на четверть длины волны. На участке линии 0—$\lambda/2$ к моменту времени t_3 ток будет отсутствовать, так как падающая и отраженная волны находятся в противофазе. Картины стоячей волны через $3T/4$ и T показаны на рис. 6.4, *д* и *е*. Через время, необходимое для перемещения отраженной волны от конца линии к началу, в ней установится стоячая волна тока (рис. 6.4, *ж*). Как видно из рисунков, в точках, отстоящих от конца линии на четное число четвертей длины волн, ток изменяется от нуля до максимального значения, равного удвоенной амплитуде бегущей волны. Эти точки называются пучностями тока. В точках, удаленных от конца линии на нечетное число четвертей длин волн, ток все время равен нулю. Эти точки называются узлами. На участках линии между узлами, длиной $\lambda/2$, ток изменяется во времени от нуля до максимума по синусоидальному закону. Происходит колебание гребней тока, но сами гребни не перемещаются ни

в прямом, ни в обратном направлении. Длина стоячей волны равна длине падающей волны. Полный нуль тока в узлах или их двойное значение в пучностях получается только в том случае, когда амплитуды отраженной и падающей волн равны.

Аналогично происходит образование стоячих волн напряжения. Так как напряжение на конце линии равно нулю, то отраженная

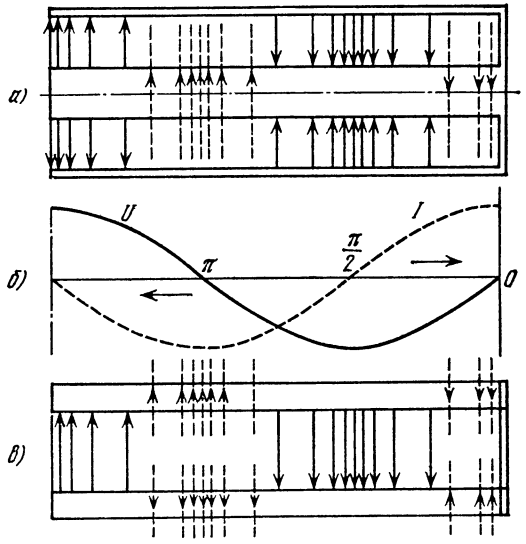


Рис. 6.5. Электромагнитное поле в короткозамкнутой линии:
а — в цилиндрической; *б* — стоячие волны тока и напряжения, *в* — в двухпроводной; ——— — линии электрического поля; — — — — линии магнитного поля

волна напряжения находится в противофазе с падающей волной напряжения. В конце линии и в других точках, отстоящих от конца на четное число четвертей длин волн, будут находиться узлы напряжения. Пучности напряжения наблюдаются через нечетное число четвертей длин волн (рис. 6.5, *б*). Узлы (пучности) напряжения и тока смещены вдоль линии на расстояние $\lambda/4$; это значит, что между током и напряжением имеется сдвиг фаз на 90°. Следовательно, мощность стоячей волны является реактивной. Так как потерями в резонансной линии можно пренебречь, то практически мощность в линию не поступает.

Распределение тока и напряжения вдоль линии определяет характер магнитного и электрического полей (рис. 6.5). В точках линии, соответствующих пучности напряжения, возникает пучность электрического поля, что соответствует на рис. 6.5, *а*, *в* увеличенной плотности расположения векторов E, а в точках, соответствующих пучности тока, возникает пучность магнитного поля H. На участке линии с положительным полупериодом волны ток протекает слева направо, а на участке с отрицательным полупериодом—справа

налево. Так как линии электромагнитного поля E и H расположены в плоскостях, перпендикулярных проводникам, то поле называется поперечным электромагнитным и обозначается ЕН или ТЕМ (трансэлектромагнитное). На расстоянии $\lambda/4$ от конца линии магнитное поле равно нулю и вся энергия сосредоточена в электрическом поле, а на расстоянии $\lambda/2$ от конца линии вся энергия сосредоточена в магнитном поле. На отрезках линии длиной $\lambda/4$ происходит переход электрической энергии в магнитную и наоборот. Эти колебания энергии в линии аналогичны колебаниям энергии в колебательном контуре. Поэтому линии со стоячими волнами называются резонансными и применяются в качестве колебательных контуров.

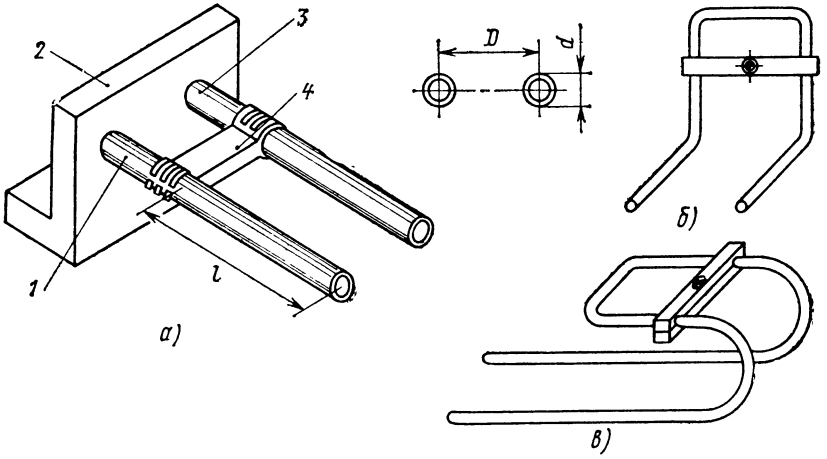


Рис. 6.6. Двухпроводные резонансные линии.

В линии, разомкнутой на конце, также образуются стоячие волны. Узлы напряжения отстоят от конца на расстояние, равное нечетному числу четвертей длин волн, а узлы тока — на расстояние, равное четному числу четвертей длин волн. Энергетические процессы в разомкнутой линии аналогичны описанным.

Резонансные линии применяются в качестве колебательных систем, реактивных элементов (L и C), частотных фильтров, опорных металлических изоляторов, трансформаторов и т. д. Наибольшее распространение получили двухпроводные симметричные и концентрические (коаксиальные) резонансные линии.

Двухпроводные симметричные резонансные линии (рис. 6.6, *а*) состоят из двух параллельных расположенных на расстоянии 50 ... 100 мм проводников *1* и *3*, разделенных воздушным промежутком. Проводники изготовляются из медной или латунной проволоки, трубки или ленты диаметром (шириной) 5 ... 10 мм и устанавливаются на опорные изоляторы *2*. Действующая длина l линии изменяется замыкающим мостиком *4*. Для уменьшения габаритов

линий проводники изгибают под прямым углом или в виде буквы U или свертывают в спираль (рис. 6.6, *б*, *в*).

Свободные концы двухпроводной линии присоединяют к электродам электронных ламп или транзисторов. Так как ни один из проводников не соединен с землей, двухпроводные симметричные резонансные линии удобно применять в двухтактных схемах.

К недостаткам линий относятся потери на излучение и зависимость поля между проводниками от внешних воздействий. Потери на излучение значительно возрастают, если расстояние между проводниками приближается к λ. При сближении проводников увеличивается затухание в линии. При этом возрастает также опасность электрического пробоя между проводниками.

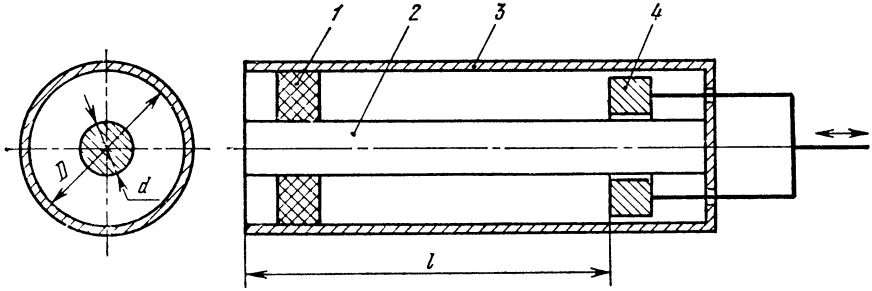


Рис. 6.7. Концентрическая резонансная линия.

Концентрические резонансные линии бывают жесткой и гибкой конструкции. Жесткие концентрические линии (рис. 6.7) состоят из двух изолированных друг от друга коаксиальных цилиндров *2* и *3*. Пространство между цилиндрами для неперестраиваемых линий заполняется высокочастотным диэлектриком, для перестраиваемых линий диэлектриком является воздух. Внутренний цилиндр удерживается в центре коаксиальной линии с помощью диэлектрических шайб *1*. Действующая длина линии изменяется плунжером (поршнем) *4*. Для изготовления концентрических линий применяются стандартные медные или латунные тонкостенные трубы (иногда алюминиевые). Токопроводящие поверхности тщательно обрабатываются и покрываются слоем серебра.

Коаксиальные линии имеют большие токопроводящие поверхности с малым сопротивлением и, следовательно, незначительные тепловые потери. В таких линиях отсутствуют также потери на излучение, так как электромагнитное поле сосредоточено между внешней поверхностью центрального проводника и внутренней поверхностью внешнего проводника. Концентрические резонансные линии обладают высокой механической жесткостью и удобны для конструктивного сочетания с дисковыми и цилиндрическими выводами маячковых, металлокерамических и цилиндрических стеклянных ламп. Гибкие концентрические резонансные линии, для

которых используют обрезки радиочастотных кабелей, применяются в качестве неперестраиваемых элементов. Внешний цилиндр концентрической резонансной линии соединяется с землей, поэтому эти линии называются несимметричными.

В последнее время все более широкое применение находят полосковые линии (рис. 6.8). Они состоят из центральной полоски *1*, диэлектрика *2* и основания *3*. Проводники *1* и *3* изготовляют из меди или латуни с последующим серебрением. В качестве диэлектрика применяется полистирол эмульсионный, полиэтилен и др. Эти линии отличаются простотой конструкции, позволяют создавать малогабаритные СВЧ устройства.

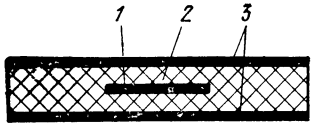


Рис. 6.8. Полосковая линия.

Выбор типа резонансной линии определяется рабочим диапазоном частот, конструктивными особенностями активных элементов и величиной мощности. Однако резко выраженных границ применимости резонансных линий не существует. Ограничиваясь частотными свойствами линий, можно сказать, что двухпроводные линии применяются до частот 800 ... 1000 МГц, концентрические — до частот 3000 ... 3600 МГц. На более высоких частотах ухудшаются электрические параметры линий и затрудняется их изготовление.

6.4. Основные электрические параметры линий

1. Погонные параметры. В резонансных линиях индуктивность, емкость и другие параметры являются распределенными. В линиях вводят понятие о параметрах на единицу длины: L_0 — погонная индуктивность, Г/м, C_0 — погонная емкость, Ф/м, r_0 — погонное активное сопротивление, Ом/м. Эти параметры называют первичными. Значения этих параметров зависят от конструктивных особенностей линий и применяемых материалов. Погонная емкость возрастает при уменьшении расстояния между проводниками и увеличении поверхности проводников. Погонная индуктивность при этих условиях уменьшается.

2. Волновое сопротвиление ρ. Отношение напряжения между проводами $U_{\text{бег}}$ к току через них $I_{\text{бег}}$ в режиме бегущей волны называется волновым сопротивлением

$$\rho = U_{\text{бег}}/I_{\text{бег}} \text{ или } \rho = \sqrt{L_0/C_0} \text{ [Ом]}.$$

Величина волнового сопротивления зависит от конструкции линии и может быть определена по ее геометрическим размерам.

3. Длина волны в линии λ. Скорость распространения фазы колебания бегущей волны тока $I_{\text{бег}}$ или напряжения $U_{\text{бег}}$ для линий, у которых диэлектриком является воздух, равна скорости

света c. Если линия находится в среде, для которой ε и μ отличны от единицы, то фазовая скорость волны

$$v_ф = c/\sqrt{\varepsilon\mu} \qquad (6.7)$$

и длина волны $\lambda = v_ф/f$ меньше, чем в воздухе. Отношение длины волны в воздухе к длине волны в другой среде называется коэффициентом укорочения ξ. Для концентрических линий при сплошном заполнении диэлектриком $\xi = \sqrt{\varepsilon}$.

Выражения для расчета погонных параметров, волнового сопротивления ρ и длины волны λ для двухпроводных и концентрических линий приведены в табл. 6.3.

Таблица 63

Расчетные формулы основных параметров линий

Параметр	Двухпроводная линия	Концентрическая линия	
		воздушная	со сплошным диэлектриком
Длина волны в линии $\lambda_л$, м	λ_0	λ_0	$\lambda_0/\sqrt{\varepsilon}$
Погонная индуктивность L_0, Г/м	$0{,}4 \times 10^{-6} \lg(2D/d)$	$0{,}46 \times 10^{-6} \lg(D/d)$	$0{,}46 \times 10^{-6} \lg(D/d)$
Погонная емкость C_0, Ф/м	$\frac{27{,}8 \cdot 10^{-12}}{\ln(2D/d)}$	$\frac{55{,}5 \cdot 10^{-12}}{\ln(D/d)}$	$\frac{55{,}5 \cdot \varepsilon \cdot 10^{-12}}{\ln(D/d)}$
Погонное активное сопротивление r_0, Ом/м	$\frac{10{,}95}{\sqrt{\sigma\lambda_0}} \frac{2}{d}$	$\frac{5{,}48}{\sqrt{\sigma\lambda_0}} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d}\right)$	$\frac{5{,}48}{\sqrt{\sigma\lambda_0}} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d}\right)$
Волновое сопротивление ρ, Ом	$276 \lg\left(\frac{2D}{d}\right)$ $D >> d/2$	$138 \lg\left(\frac{D}{d}\right)$	$\frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \lg\left(\frac{D}{d}\right)$

Примечание. Все обозначения — согласно рис. 6.6, 6.7; σ — удельная электрическая проводимость, 1/Ом.

4. Постоянная затухания β. Величина β определяется потерями в металле $\beta_м$ и диэлектрике β_ε линии $\beta = \beta_м + \beta_\varepsilon$. Затухание, обусловленное потерями в металле, определяется по формуле

$$\beta_м = r_0/2\rho.$$

Поскольку затухание в резонансных линиях относительно невелико, при расчете линий потерями часто пренебрегают.

5. Фазовая постоянная α. Величина α определяет угол запаздывания колебания, распространяющегося вдоль линии относительно колебания генератора:

$$\alpha = 2\pi/\lambda = \omega/v_ф. \qquad (6.8)$$

Фазовая постоянная во всем рабочем диапазоне линии практически остается постоянной. Зная α и длину линии l, можно определить электрическую длину линии

$$\theta = (2\pi/\lambda)\, l \ \text{[рад]}. \tag{6.9}$$

6. Электрическая прочность. Ее величина определяется предельной мощностью, при которой напряженность электрического поля достигает пробивного значения. Допустимая мощность выбирается с некоторым коэффициентом запаса. Коэффициент запаса учитывает неоднородности в линии, вызывающие концентрации электрического поля, климатические факторы, наличие стоячих волн, электрическую прочность элементов крепления. Например, для резонансных линий с использованием полистирольных шайб коэффициент запаса составляет 1/20.

6.5. Эквивалентные параметры резонансных линий

В режиме стоячих волн линия представляет собой резонансную систему. О характере резонанса можно судить по величине входного сопротивления линии $Z_{вх} = U_{вх}/I_{вх}$.

Так как напряжение и ток в линии меняются от точки к точке, то $Z_{вх}$ будет различным в разных точках. Оно зависит от нагрузки на конце линии $Z_н$, длины линии l и ее волнового сопротивления ρ:

$$Z_{вх} = \rho \frac{\cos(2\pi l/\lambda) + j\frac{\rho}{Z_н}\sin(2\pi l/\lambda)}{\frac{\rho}{Z_н}\cos(2\pi l/\lambda) + j\sin(2\pi l/\lambda)}. \tag{6.10}$$

Подставив в эту формулу значения $Z_н$, получим для замкнутой линии

$$Z_{вх} = j\rho \operatorname{tg}(2\pi l/\lambda), \tag{6.11}$$

для разомкнутой

$$Z_{вх} = -j\rho \operatorname{ctg}(2\pi l/\lambda). \tag{6.12}$$

График зависимости входного сопротивления замкнутой линии от ее длины, рассчитанный по формуле 6.11, показан на рис. 6.9. Во всех точках, кратных нечетному числу четвертей длин волн, $Z_{вх} = \infty$; линия ведет себя как параллельный колебательный контур. Во всех точках, кратных четному числу четвертей длин волн, $Z_{вх} = 0$; линия ведет себя как последовательный колебательный контур.

Для разомкнутой линии входное сопротивление $Z_{вх}$ изменяется по закону котангенса, это значит, что параллельному колебательному контуру будут соответствовать отрезки линии, кратные четному числу четвертей длин волн, а последовательному контуру — отрезки линии, кратные нечетному числу четвертей длин волн.

Наименьшие геометрические размеры имеет эквивалентный параллельный колебательный контур, выполненный на четвертьволновом короткозамкнутом отрезке линии. Расчетные формулы основных параметров этого контура приведены в табл. 6.4.

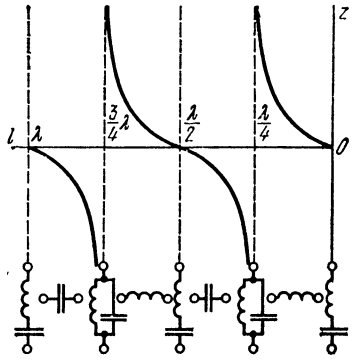


Рис. 6.9. Графики зависимости входного сопротивления короткозамкнутой линии от ее длины.

Добротность резонансных линий может достигать нескольких тысяч, резонансное сопротивление — нескольких десятков тысяч ом, а их стабильность соизмерима со стабильностью кварца. К недостаткам линий следует отнести их многочастотность и зависимость размеров линий от частоты. Многочастотность проявляется в том, что, например, короткозамкнутая линия ведет себя как параллельный колебательный контур, если вдоль ее длины укладывается нечетное число четвертей длин волн. Эти условия могут быть одновременно выполнены для бесконечного ряда частот. Частоту, соответствующую колебаниям с наибольшей длиной волны, возможной для данной линии, называют частотой основного колебания.

Таблица 6.4

Расчетные формулы основных параметров контура на четвертьволновом короткозамкнутом отрезке линии

Эквивалентная емкость $C_э$, Ф	Резонансное сопротивление $R_э$, Ом	Добротность $Q_э$
$\frac{1}{8\rho f_0}$	$\frac{8\rho^2}{r_0\lambda}$	$\frac{2\pi\rho}{r_0\lambda}$

6.6. Применение резонансных линий

Резонансная линия, длина которой кратна числу четвертей длин волн, используется в качестве колебательного контура. Благодаря малой величине распределенных индуктивностей и емкостей можно получить высокую собственную частоту контура. В диапазонах метровых и дециметровых волн в качестве контуров применяются четвертьволновые короткозамкнутые отрезки концентрических линий (рис. 6.7). Внешний провод служит экраном. Такая система не излучает и не подвержена воздействию внешних полей, имеет высокую добротность и стабильность частоты. На рис. 6.10 показана конструкция генератора с концентрической колебательной систе-

мой. В качестве активных элементов используются маячковые или металлокерамические лампы. Электроды лампы *1* выполнены в виде цилиндров или дисков, что обеспечивает хорошее сопряжение с концентрической колебательной системой. Колебательная система генератора образована тремя цилиндрами: анодным *2*, сеточным *4* и катодным *5*, каждый из которых соединен с одноименным электродом лампы. Анодный *2* и сеточный *4* цилиндры образуют анодно-сеточную концентрическую линию, а сеточный *4* и катодный *5* — сеточно-катодную линию. Длина короткозамкнутых концентрических линий изменяется поршнями *6* и *7*. Ими производится настройка генератора на необходимую частоту. Конденсатор C_1 является разделительным и защищает сетку от попадания на нее высокого по-

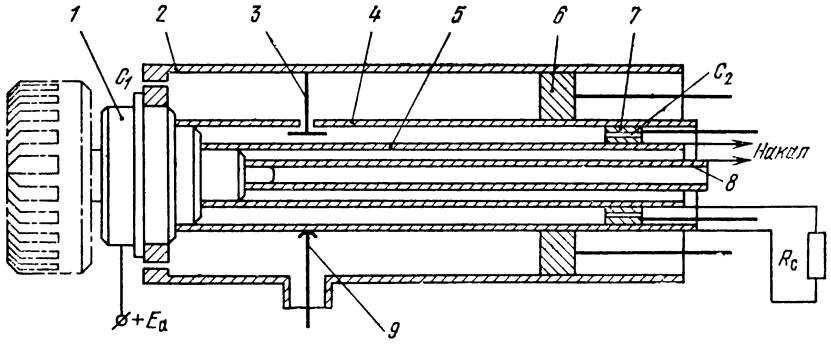


Рис 6.10 Конструкция генератора с концентрической колебательной системой.

стоянного напряжения. Он выполняется в виде концентрической прокладки из высококачественных диэлектриков между цилиндром *2* и анодом лампы. Емкость C_2 разделяет сетку и катод по постоянному току; выполняется в сеточно-катодном плунжере аналогично емкости C_1. R_c и C_2 — элементы сеточного смещения. Связь *9* анодно-сеточного контура с нагрузкой — автотрансформаторная. Обратная связь в генераторе осуществляется через межэлектродную емкость, но если она недостаточна, то применяют дополнительную обратную связь *3*. В центре катодного цилиндра проходит накальный провод *8*. Средний сеточный цилиндр является общим для обоих контуров, поэтому схема называется схемой с общей сеткой.

Резонансная линия может использоваться в качестве металлического изолятора. Например, для обеспечения жесткости конструкции линии передачи энергии *2* (рис. 6.11) применяют четвертьволновые короткозамкнутые металлические изоляторы *1*; входное сопротивление металлического изолятора $Z_{AA'} = \infty$, поэтому энергия, передаваемая по линии, в сторону изолятора не ответвляется. Металлические изоляторы являются одночастотными и теряют свои свойства при изменении частоты.

Резонансные линии обладают способностью трансформировать сопротивления. Наиболее часто для этих целей используется четвертьволновая разомкнутая линия с определенной величиной волнового сопротивления. Входное сопротивление $Z_{вх}$ (рис. 6.12, *а*) определяется по формуле (6.10) и равно

$$Z_{вх} = \rho_2^2/Z_н.$$

Четвертьволновая линия не только меняет величину трансформируемого сопротивления, но и изменяет его характер. Так как ρ_2 имеет активный характер, то произведение $Z_{вх} Z_н$ должно также быть активным. Следовательно, если $Z_н$ носит емкостной характер, то $Z_{вх}$ будет индуктивным. При согласовании двух линий с волно-

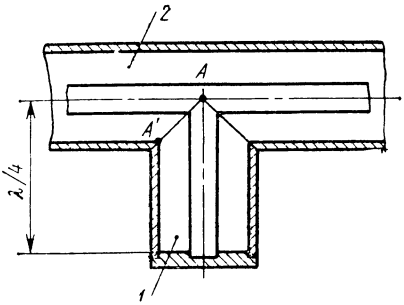


Рис. 6.11. Металлический изолятор.

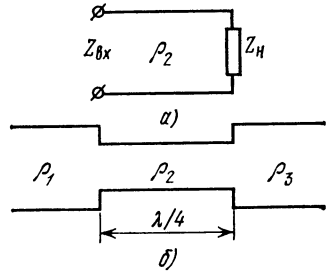


Рис. 6.12. Четвертьволновый трансформатор.

выми сопротивлениями ρ_1 и ρ_2 волновое сопротивление согласующего четвертьволнового трансформатора (рис. 6.12, *б*) определяют выражением $\rho_2 = \sqrt{\rho_1 \rho_3}$. С помощью четвертьволнового трансформатора можно согласовать два сопротивления лишь на одной частоте.

Очень часто применяют отрезки короткозамкнутой и разомкнутой линий длиной меньше четверти длины волны в качестве реактивных сопротивлений. Короткозамкнутые отрезки носят индуктивный, а разомкнутые — емкостной характер.

6.7. Распространение волн в волноводах

На частотах выше 3000 МГц в коаксиальных линиях передачи значительно возрастают потери в диэлектрике и металле. Поэтому основным типом линий передачи на этих частотах являются волноводы — полые металлические трубы прямоугольного или круглого сечения (рис. 6.13). В волноводе потери в металле невелики, так как проводящая поверхность достаточно большая, а в качестве диэлектрика используется воздух. Недостатком волноводов являются зависимость поперечных размеров от длины волны передаваемых колебаний, малая гибкость и сложность соединения.

Внутренняя поверхность волновода является направляющей, вдоль которой распространяется электромагнитная волна. На гра-

нице диэлектрик—металл для напряженностей полей E и H выполняются граничные условия: вектор напряженности электрического поля E перпендикулярен поверхности проводника; при протекании поверхностных токов вектор напряженности магнитного поля H направлен параллельно поверхности. Геометрическое место точек, в которых фаза электромагнитной волны одинакова, называется фронтом волны. Если фронт волны плоский, то и волна называется плоской. Фронт плоской волны перпендикулярен направлению распространения. При падении на идеально проводящую поверхность волна полностью отражается. Угол отражения равен углу падения. Если ввести энергию в волновод, то внутри него будут распространяться две плоские волны (падающая и отраженная), многократно отражаясь от стенок. В результате сложения этих волн электромагнитная энергия переносится вдоль волновода.

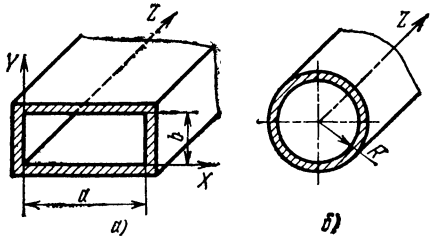


Рис. 6.13. Волноводы:
а — прямоугольный; *б* — круглый.

Энергия в волноводе может передаваться при помощи магнитных H (TE) или электрических E (TM) волн. Магнитные волны H имеют составляющую магнитного поля, параллельную оси волновода. Электрическое поле этой волны имеет составляющие, перпендикулярные оси волновода. Электрические волны E имеют составляющую электрического поля, параллельную оси волновода, а магнитное поле этой волны имеет только поперечные составляющие. Каждая волна характеризуется двумя индексами H_{mn}, E_{mn}, где m и n — целые числа. Для прямоугольного волновода индекс m обозначает число полуволн поля, укладывающихся вдоль стороны a, индекс n — число полуволн поля, укладывающихся вдоль стороны b. Для круглого волновода эти индексы указывают число полуволн поля, укладывающихся вдоль полуокружности и между центром и окружностью (вдоль диаметра). Структура поля волны H_{10} для прямоугольного волновода показана на рис. 6.14. Направление электрических силовых линий условно показано сплошными, а магнитных — штриховыми стрелками. Густота расположения линий пропорциональна интенсивности полей. Вдоль стороны a (рис. 6.14, *а*) укладывается одна полуволна электрического поля, а вдоль стороны b поле не изменяется. Напряженность электрического поля в середине широкой стенки максимальна и уменьшается при приближении к узким стенкам. Вдоль оси волновода (рис. 6.14, *б*) электрическое поле изменяется по синусоидальному закону. Силовые линии магнитного поля имеют форму замкнутых линий (рис. 6.14, *в*). Различают две составляющие магнитного поля: параллельную $H_{\text{прод}}$ и перпендикулярную $H_{\text{попер}}$ узким стенкам

волновода. Под действием составляющих $H_{прод}$ и $H_{попер}$ в стенках волновода индуцируются токи $I_{попер}$ и $I_{прод}$, протекающие по внутренним поверхностям (рис. 6.14, *а*). Они называются токами проводимости и замыкаются через волновод токами смещения $I_{см}$.

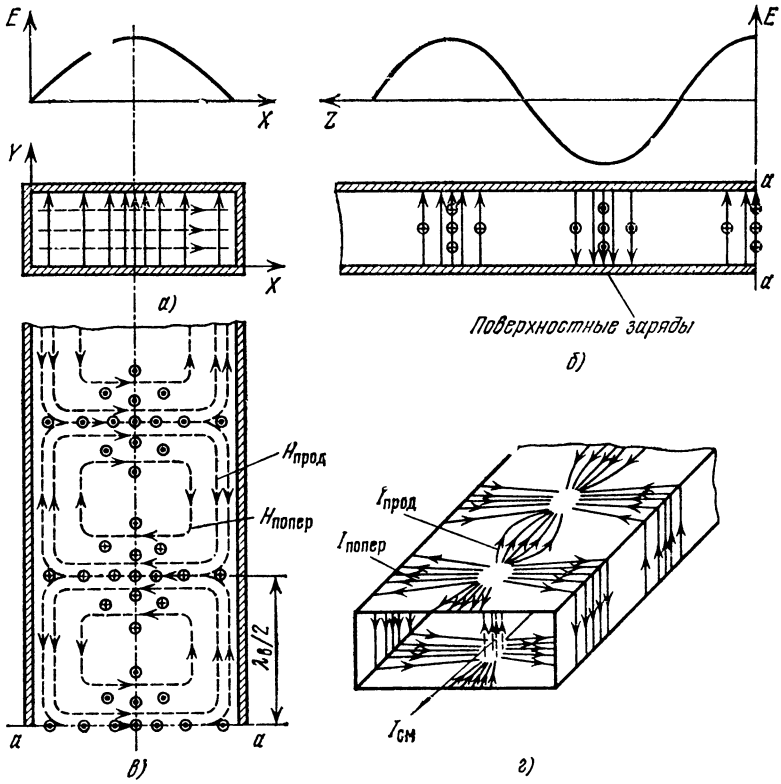


Рис. 6.14. Структура электромагнитного поля волны H_{10} в прямоугольном волноводе.

6.8. Основные расчетные соотношения для волноводов

Волноводы характеризуются критической длиной волны $\lambda_{кр}$. При возбуждении в волноводе волн $\lambda \geqslant \lambda_{кр}$ электромагнитное поле затухает. Это объясняется тем, что более длинные волны падают на стенки волновода под меньшим углом и отражаются большее число раз. Если угол падения равен нулю, то электромагнитная энергия колеблется между стенками и не распространяется вдоль волновода. Критическая длина волны для прямоугольного волновода определяется по формуле

$$\lambda_{кр} = 2\sqrt{\varepsilon\mu}/\sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2}. \qquad (6.13)$$

Для волн с минимальными значениями индексов m и n размеры волноводов получаются минимальными. Эти волны имеют наиболь-

шие значения $\lambda_{кр}$. Для волны H_{10} в прямоугольном волноводе $\lambda_{кр} = 2a$. Для волны H_{01} и E_{11} в круглом волноводе $\lambda_{кр} = 1{,}64R$. Полый волновод, работающий при условии $\lambda > \lambda_{кр}$, называется запредельным волноводом и используется для ослабления электромагнитных колебаний. Волновод обладает дисперсионными свойствами, т. е. фазовая и групповая скорости волн зависят от длины волны колебаний. Фазовой скоростью $v_ф$ называется скорость перемещения фронта волны вдоль оси волновода

$$v_ф = c/\sqrt{1-(\lambda/\lambda_{кр})^2}. \qquad (6\ 14)$$

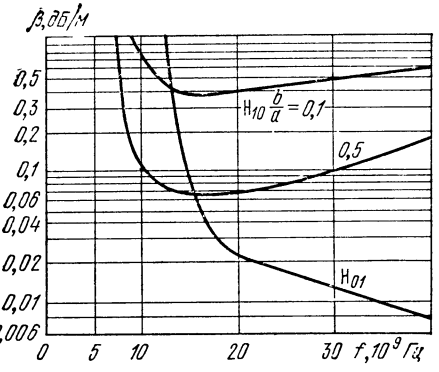


Рис. 6.15. Зависимость затухания в волноводе от частоты.

Групповой скоростью называется скорость распространения электромагнитной энергии вдоль оси волновода

$$v_{гр} = c\sqrt{1-(\lambda/\lambda_{кр})^2}. \qquad (6.15)$$

Поскольку фазовая скорость в волноводе больше скорости света, то длина волны в волноводе $\lambda_в$ больше, чем длина волны возбуждающих колебаний, и вычисляется по формуле

$$\lambda_в = \lambda/\sqrt{1-(\lambda/\lambda_{кр})^2}. \qquad (6\ 16)$$

На волнах с длиной волны $\lambda < \lambda_{кр}$ затухание в волноводах зависит от потерь в стенках и диэлектрике. Потери мощности вычисляются по формуле

$$L = 8{,}68\ \beta l\ [дБ].$$

На рис. 6.15 показана зависимость коэффициента затухания β от частоты для волны H_{01} в круглом медном волноводе радиусом 15 мм и волны H_{10} в прямоугольном медном волноводе ($a = 23$ мм). При приближении частоты к критической резко возрастает затухание, так как не выполняются условия распространения энергии в волноводе.

Отношение поперечных составляющих электрического и магнитного полей в волноводе с воздушным наполнением называется волновым сопротивлением по полю. Для волны H_{10} оно определяется по формуле

$$\rho_{H_{10}} = 120\pi/\sqrt{1-(\lambda/2a)^2}$$

и не зависит от размеров волновода. Для согласования волноводов с волнами H_{10} их волновое сопротивление можно определять по

напряжению и току $\rho_{U,I}$, по мощности и напряжению $\rho_{P,U}$, по мощности и току $\rho_{P,I}$ и вычислять по формулам

$$\rho_{U,I}=\frac{\pi}{2}\frac{b}{a}\rho_{H_{10}},\quad \rho_{P,U}=2\frac{b}{a}\rho_{H_{10}},\quad \rho_{P,I}=\frac{\pi^2}{8}\frac{b}{a}\rho_{H_{10}}. \qquad (6.17)$$

При согласовании необходимо использовать одно и то же выражение для волнового сопротивления согласуемых волноводов.

Волноводы характеризуются также электрической прочностью. Величина мощности, передаваемой по волноводу, при которой происходит пробой, называется предельной мощностью пропускания волновода. Рабочую мощность следует брать в 3 ... 5 раз меньше. Для прямоугольного волновода основным типом волны является волна H_{10}, так как: 1) она имеет наибольшее значение критической длины волны $\lambda_{кр}$ (для заданной длины волны обычно требуется волновод с минимально возможными размерами); 2) критическая длина волны зависит от одного размера (длины стороны a). Этот размер можно выбрать таким, чтобы распространялась только волна H_{10}; 3) поляризация поля строго фиксирована (электрическое поле ориентировано между широкими стенками волновода): 4) она имеет минимальное затухание.

Для круглых волноводов предпочтительна волна H_{01}, так как коэффициент затухания ее монотонно уменьшается с ростом частоты, что позволяет конструировать дальние линии передачи. Волна H_{01} имеет симметричное распределение электрического и магнитного полей, что используется при конструировании вращающихся сочленений. При вращении секций волновода относительно друг друга не происходит искажения поляризации волны.

6.9. Конструкции волноводов

Волноводные конструкции разделяются на собственно волноводы и устройства, выполненные на волноводах (элементы волноводного тракта). По форме поперечного сечения волноводы бывают прямоугольные и круглые, а по конструкции стенок — жесткие и гибкие. Наибольшее распространение получили жесткие волноводы. Они изготавливаются из латунных, медных или алюминиевых труб. Внутренние поверхности волноводов тщательно обрабатываются и полируются; для улучшения электропроводности покрываются серебром или золотом. При работе в сложных климатических условиях защита внутренних поверхностей от коррозии осуществляется родированием, палладированием или нанесением пленки лака. Внешние поверхности волноводов покрываются лаками и красками.

Волноводные линии большой протяженности собирают из нескольких секций (рис. 6.16), соединенных с помощью специальных фланцев *1*, *3*. Фланцевые соединения бывают контактные и дроссельные. Контактные фланцевые соединения выполняются двумя плоскими тщательно обработанными (притертыми) и строго параллель-

ными фланцевыми поверхностями (фланец *3*, рис. 6.16). Стягиваются фланцы четырьмя болтами. Эти соединения обеспечивают хороший электрический контакт. К недостаткам контактного фланцевого соединения следует отнести недопустимость перекосов, вероятность появления которых возрастает при многократных переборках, трудность изготовления при массовом производстве. Дроссельное соединение (рис. 6.17) состоит из двух фланцев. Левый фланец плоский, а правый — с кольцевой выточкой вдоль оси волновода $BC = \lambda_в/4$, расположенной на расстоянии $AB = \lambda_в/4$ от его края. Механическое соединение двух секций волновода осуществляется в точке B, а электрическое — в точках AA'. Длина короткозамкнутой ли-

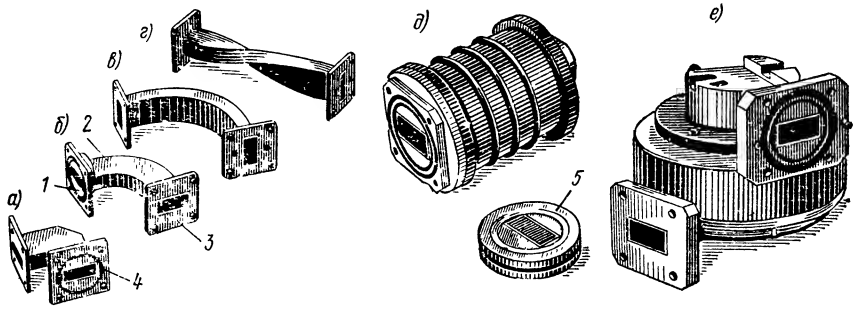


Рис. 6.16. Волноводные секции:

а, б — *H*-поворот, *в* — *E*-поворот, *г* — отрезок скрученного волновода, *д* — резонансный гибкий волновод, *е* — вращающееся соединение, *1, 4* — дроссельные фланцы, *2* — отрезок волновода, *3* — плоский фланец; *5* — дисковый вкладыш.

нии ABC равна $\lambda_в/2$, входное сопротивление ее в точках AA' $Z_{AA'} = 0$, что эквивалентно хорошему электрическому контакту по периметру соединяемых волноводов. Дроссельное соединение не чувствительно к перекосам и широко применяется на практике.

Изгибы и повороты в волноводах бывают плавные (рис. 6.16, *б*, *в*) и под углом (рис. 6.16, *а*). Для обеспечения минимального отражения энергии и предотвращения возможных пробоев радиус изгиба волновода делают равным нескольким длинам волн, а радиус поворота — около $2\lambda_в$. Изгибы и повороты в волноводах могут выполняться как в плоскости магнитного поля (H-поворот) (рис. 6.16, *а*, *б*), так и в плоскости электрического поля (E-поворот) (рис. 6.16, *в*). Для изменения направления плоскости поляризации волны в пространстве применяют отрезок скрученного волновода (рис. 6.16, *г*). Длина секции выбирается около $2\lambda_в$. Гибкие волноводы применяются для перемещения подвижной части волноводного тракта относительно неподвижной; изготовляются в виде гофрированной трубы из мягких металлов. Для увеличения механической прочности и герметизации на гибкие волноводы снаружи наплавляют резиновую рубашку. Разновидностью гибких волноводов является резонансный гибкий волновод (рис. 6.16, *д*).

Он состоит из ряда дисковых вкладышей *5* толщиной около $\lambda_в/4$, помещенных в резиновую рубашку. Одна сторона вкладыша гладкая, а на другой имеется дроссельная канавка. Дроссельная канавка одного вкладыша с гладкой стороной другого образует дроссельно-фланцевое соединение. Волновод допускает значительные скручивания, изгиб, сжатие и растяжение. Однако имеет большую массу и стоимость.

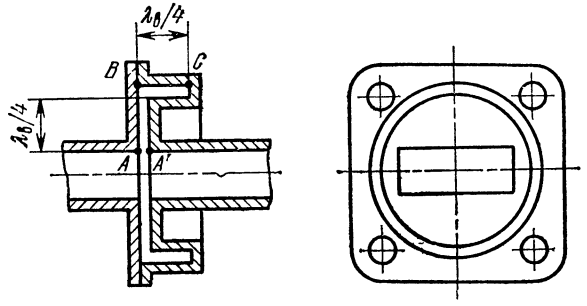


Рис. 6.17. Дроссельное фланцевое соединение.

Вращающиеся соединения (рис. 6.16, *е*) применяются для передачи высокочастотной энергии между неподвижной частью волноводного тракта и подвижной, вращающейся вокруг оси. Они состоят

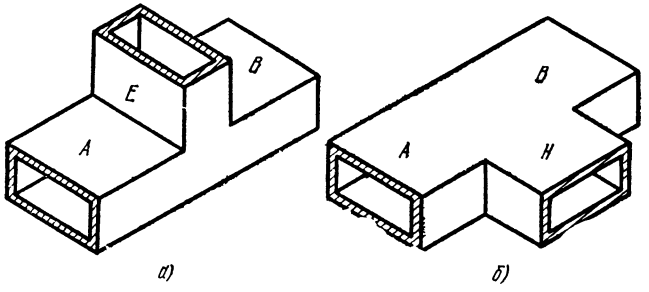


Рис. 6.18. Тройники типа Е(*а*), типа Н (*б*).

из двух отрезков круглого волновода, соединенных дроссельной секцией, и двух переходов от прямоугольного к круглому волноводу.

Для деления мощности между различными потребителями или для подключения нескольких источников к одной нагрузке применяются Т-образные разветвления волноводов (тройники). Разветвления могут выполняться в плоскости электрических линий (Е тройник) (рис. 6.18, *а*) и в плоскости магнитных линий (Н-тройник) (рис. 6.18, *б*). В Е-тройнике ответвление сделано от широкой стенки волновода. Если энергия поступает с плеча *Е*, то в плечах *А* и *В*, на равных расстояниях от оси симметрии распространяющиеся

волны будут находиться в противофазе. При равенстве нагрузок плеч A и B мощность делится пополам. Если подавать энергию одного типа волн с плеч A и B так, чтобы к плечу E волны пришли в противофазе, то энергия будет поступать в плечо E. В Н-тройнике ответвление сделано от узкой стенки волновода. Если энергия поступает с H-плеча в плечи A и B, то на равных расстояниях от оси симметрии распространяющиеся волны будут в фазе. При движении энергии из плеч A и B при условии, что волны приходят к плечу H в фазе, энергия будет поступать в это плечо.

Деление мощности в неравных отношениях может быть выполнено в направленных ответвителях. Направленные ответвители— это устройства, с помощью которых можно ответвлять энергию в оп-

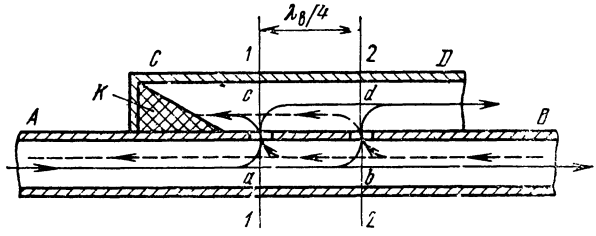
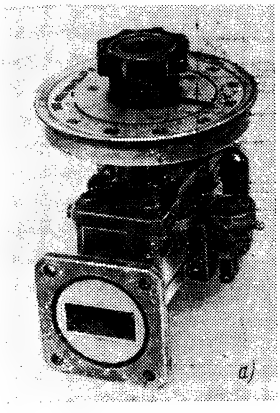


Рис. 6.19. Направленный ответвитель с двумя отверстиями.

ределенном направлении. На рис. 6.19 показана схема направленного ответвителя с двумя отверстиями, расположенными на расстоянии $\lambda_в/4$. По основному волноводу от A к B распространяется электромагнитная энергия. Часть энергии через отверстия поступает в волновод CD. В сечении *2—2* ответвленные волны находятся в фазе (проходят одинаковые пути *acd—abd*) и складываются, образуя в волноводе CD волну, распространяющуюся слева направо. В сечении *1—1* ответвленные волны находятся в противофазе (разность хода волн $abdc = \lambda_в/2$) и взаимно компенсируются. В волноводе CD энергия справа налево не распространяется. Если в волноводе AB возникает отраженная волна, то, ответвившись в волновод CD, она поглощается согласованной нагрузкой K. Величина ответвляемой мощности и диапазонность ответвителей зависят от размеров, формы, количества и расположения отверстий.

Устройства, предназначенные для ослабления передаваемой мощности, называются аттенюаторами (ослабителями). Аттенюаторы бывают отражающие (запредельные) и поглощающие. В качестве отражающего аттенюатора используется отрезок волновода с размерами, меньшими критических. Поглощающий аттенюатор (рис. 6.20) выполняется на отрезке волновода *1*, внутрь которого помещается пластина *2*, поглощающая электромагнитную энергию. Пластина располагается перпендикулярно широким стенкам. При помощи механизма управления она перемещается вдоль стороны a, изменяя величину ослабления. Максимальное затухание для волны

H_{10} соответствует расположению пластинки на оси волновода. В поверхностных маломощных аттенюаторах применяются гетинаксовые или слюдяные пластинки с плавными скосами, покрытые поглощающим слоем (ферроэпоксид, ферросиликон и др.).



Согласование волноводов с комплексной нагрузкой выполняется с помощью компенсирующих реактивных элементов. Реактивность компенсирующего элемента противоположна реак-

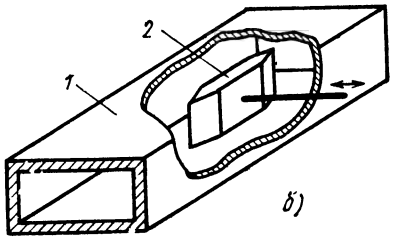


Рис. 6.20. Поглощающий аттенюатор:
а — общий вид, *б* — устройство.

тивности нагрузки и равна ей по величине. В качестве согласующих элементов применяются реактивные диафрагмы и штыри.

Переходы между волноводами разных сечений для уменьшения отражений делают плавными или ступенчатыми.

6.10. Объемные резонаторы

Объемный резонатор является резонансной системой с распределенными постоянными (L и C). Резонаторы выполняются в виде отрезков волноводов, замкнутых с обеих сторон металлическими стенками. Если во внутрь объемного резонатора с помощью элементов связи ввести электромагнитную энергию, то в нем установятся колебания (стоячие волны). При этом будет полностью отсутствовать излучение энергии в окружающее пространство. Резонаторы характеризуются большим эквивалентным сопротивлением, высокой стабильностью параметров, добротностью, достигающей десятков тысяч. Они применяются для создания фильтров, резонансных контуров, стабилизаторов частоты, волномеров и т. д. на частотах выше 3000 ... 4000 МГц, вплоть до диапазона миллиметровых волн. Объемные резонаторы не нуждаются в экранировке: внешняя поверхность резонатора находится под нулевым потенциалом, поэтому их можно крепить в блоках, не заботясь об изоляции. Так как резонаторы механически прочны, их можно использовать в качестве несущих элементов конструкции.

Наибольшее распространение получили цилиндрические (радиальные) и тороидальные резонаторы (рис. 6.21). Объемные резонаторы изготовляют из меди и латуни с последующим серебрением, уплотнением и полировкой покрытия. Эталонные резонаторы изготовляют из инварных и суперинварных сплавов, имеющих низкий

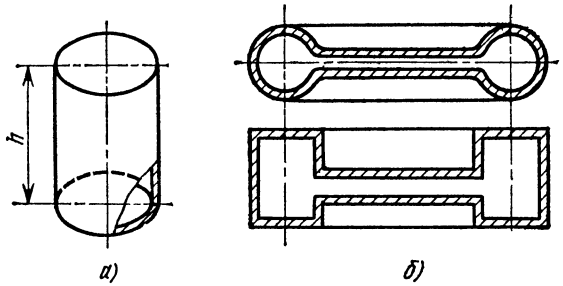


Рис. 6.21. Типы объемных резонаторов:
а — цилиндрический; *б* — тороидальный.

коэффициент линейного расширения. Тип используемых в резонаторе волн обозначается с помощью трех индексов E_{01l}, где l — количество полуволн вдоль размера h. В круглых цилиндрических резонаторах наиболее часто применяются колебания типов E_{010}

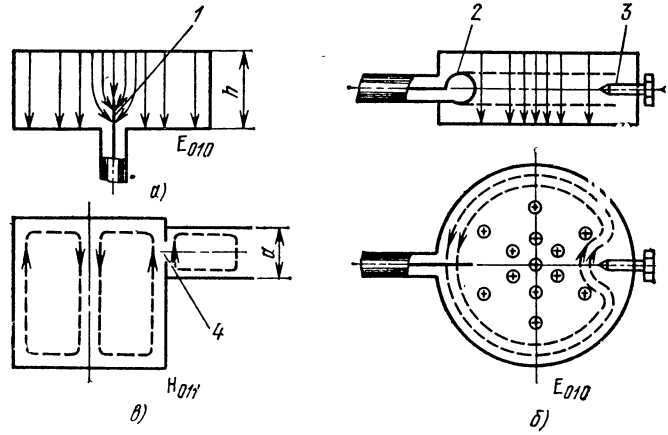


Рис. 6.22. Способы связи с объемными резонаторами:
а — штырем, *б* — петлей; *в* — отверстием.

и H_{011}. В резонаторах с волнами H_{01l} высота цилиндра h (рис. 6.21) выбирается кратной числу полуволны $h = k\lambda_в/2$. При использовании волн E_{010} размер h (рис. 6.22, *а*, *б*) не связан с длиной волны и может быть выбран любым.

Резонаторы возбуждаются при помощи электронного потока, штыря, петли или отверстия, к которому подходит волновод. Возбуждающий элемент для всех видов связей располагается так, чтобы

поле, которое им создавалось, совпадало с полем возбуждаемого типа волны и не возникало нежелательных типов колебаний. Этими же способами производится отбор энергии. Возбуждение штырем или петлей применяется в тех случаях, когда энергия подводится с помощью концентрического кабеля. Штырь обеспечивает электрическую связь с резонатором. Его ось совпадает с направлением электрических силовых линий. Как правило, штырь *1* помещается в пучность электрического поля (рис. 6.22, *а*). Величина связи регулируется глубиной погружения штыря в резонатор. Магнитная связь с резонатором осуществляется с помощью петли *2* (рис. 6.22, *б*), плоскость расположения которой перпендикулярна магнитным силовым линиям. Возбуждение объемного резонатора с помощью отверстия (рис. 6.22, *в*) производится как магнитным, так и электрическим полем. Возбуждение электронным потоком осуществляется при пролете электронов через резонатор.

Подстройка объемных резонаторов выполняется с помощью подвижных стенок, винтов, замкнутых витков или дисков. Наиболее простой является подстройка с помощью винтов *3*, погружаемых в полость резонатора с боковых стенок (рис. 6.22). Вихревые токи, возбуждаемые в винте, ослабляют магнитное поле резонатора, что эквивалентно уменьшению индуктивности и, следовательно, увеличению частоты настройки резонатора. Аналогично действие замкнутого витка и диска, помещаемых в пучность магнитного поля.

Если резонатор находится в вакууме, то одну из стенок выполняют гибкой в виде гофрированной мембраны. При перемещении подвижной стенки размеры резонатора изменяются и тем самым изменяется частота.

Глава 7

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ДЕТАЛИ И УЗЛЫ

7.1. Назначение, классификация и основные характеристики переключателей

Для коммутации сигнальных, силовых и других электрических цепей в аппаратуре широко применяются электромеханические переключатели. Основными элементами переключателей являются одна или несколько пар контактов и механический узел, который позволяет замыкать и размыкать контакты. Переключатели классифицируют:

1) по величине коммутируемой мощности — малой (не более 60 В·А), средней (от 60 до 500 В·А), большой (более 500 В·А);

2) по роду коммутируемого тока — для постоянного, переменного и т. п.;

3) по схеме коммутации;

4) по характеру переключения — с разрывом или без разрыва цепи;

5) по конструкции — клавишные, барабанные и др.;

6) по исполнению — обычные, тропические;

7) по габаритам — нормальные, малогабаритные.

К переключателям в зависимости от вида РЭА предъявляются многочисленные и самые разнообразные требования: электрические, механические, климатические, требования к надежности, долговечности, сохранности и т. п. В электрической схеме РЭА переключатели должны оказывать минимальное воздействие на сигналы, передаваемые по коммутируемым цепям. Для этого они должны иметь:

1) необходимую схему коммутации, которая оценивается числом направлений Н и положений П каждого направления. На рис. 7.1 показана схема переключателя на два положения и четыре направления (2П4Н);

2) низкое и стабильное переходное сопротивление, которое зависит от конструкции контактов, контактного усилия, материалов и т. д.;

3) малую емкость между контактами и малые потери в ней (в высокочастотных переключателях емкость не должна превышать 0,5 ... 3 пФ);

4) максимальное сопротивление изоляции между контактами (обеспечивается выбором конструкции и изоляционных материалов);

5) контакты переключателей не должны создавать гальванической пары. Для этого необходимо подбирать материалы контактов с минимальной разностью электродных потенциалов;

6) переключатели должны обеспечивать коммутацию заданных токов без перегрева контактов и разрушения изоляции. Допустимое значение тока через замкнутые контакты и напряжение на разомкнутых контактах, при которых гарантируется нормальная работа переключателя, определяют мощность контактов.

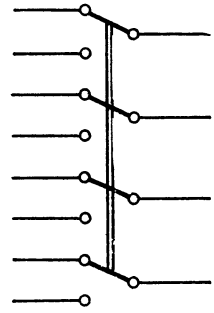


Рис. 7 1. Условное обозначение переключателя.

На переходное сопротивление большое влияние оказывает наличие кислорода или других газов, вызывающих окисление поверхности контактов. Окисленная пленка имеет большее удельное сопротивление, чем металл, а во многих случаях вообще не является проводником.

Контакты, применяемые в различных переключателях, можно разделить на прижимные, притирающиеся и врубающиеся (рис. 7.2). Замыкание в контактах прижимного типа осуществляется приближением и прижатием контактных поверхностей. Прижим-

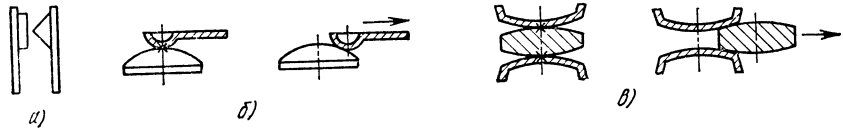


Рис. 7.2. Типы контактов:
а — прижимные, *б* — притирающиеся; *в* — врубающиеся.

ные контакты очень чувствительны к загрязнениям и окислам на поверхности. Образующаяся в момент разрыва дуга или искра вызывает окисление той части поверхности, которая затем будет замкнута. Для устранения этого недостатка контакты устанавливают на упругих пружинах. При замыкании происходит некоторое взаимное скольжение соприкасающихся точек контактов, что приводит к зачистке поверхности контактов и удаляет место контактирования от места разрыва. Притирающиеся и врубающиеся контакты обеспечивают эффективное разрушение пленки окислов и удаление грязи с контактных поверхностей. Однако такие методы самоочистки приводят к значительному механическому износу контактов.

Переходное сопротивление понижается с ростом контактного усилия (рис. 7.3) и определяется выражением

$$R_к = K/P_к^n, \qquad (7.1)$$

где n — коэффициент, зависящий от формы контакта (для точечного контакта $n = 0{,}5$; для линейного $n = 0{,}5 \ldots 0{,}7$; для плоского $n = 1$); K — коэффициент, зависящий от материала и чистоты поверхности контактов (для медных очищенных и луженых неочищенных контактов $K = (1 \ldots 3) \cdot 10^{-4}$; для посеребренных контактов $K = 0{,}6 \cdot 10^{-6}$; для латуни $K = 3 \cdot 10^{-4}$; для алюминия $K = 8 \cdot 10^{-4}$).

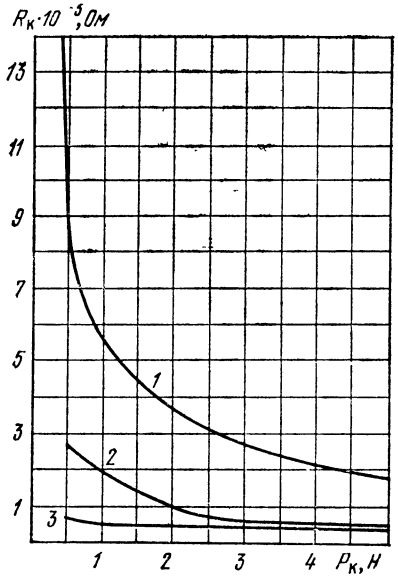


Рис. 7.3. Зависимость контактного сопротивления от контактного усилия:
1 — никель — никель, *2* — медь — медь, *3* — серебро — серебро

Переходное сопротивление зависит также от приложенного напряжения. Это особенно существенно при коммутации сигналов малых уровней (микро- и милливольты). При таких напряжениях окисная пленка на поверхности контактов не пробивается. Поэтому для контактов выбирают неокисляющиеся материалы (золото, платину). Обычно переходное сопротивление в новых переключателях не должно превышать 0,01 Ом; после заданного количества переключений допускается возрастание $R_к$ до 0,03 Ом. Нестабильность может колебаться в пределах 20 ... 30%.

Механические параметры должны обеспечивать работоспособность переключателя в течение определенного числа переключений или заданного срока эксплуатации. Для этого механическое устройство переключателя должно обеспечивать:

1. Стабильное контактное усилие, необходимое для создания достаточной площади касания контактов, разрушения окисной пленки и удаления твердых посторонних частиц с поверхности самозачищающихся контактов. Стабилизация контактного усилия достигается снижением механических напряжений в опасном сечении и применением для упругих элементов материалов с высокими допустимыми напряжениями. При выборе контактных усилий исходят из минимально допустимого падения напряжения $U_р$ на контакте, при котором наступает размягчение материала. Опытные значения напряжения размягчения $U_р$ приведены в табл. 7.1.

Для предотвращения перегрева и быстрого разрушения контакта падение напряжения на нем не должно превышать допустимой величины

$$U_{к\ доп} = (0{,}3 \ldots 0{,}5)\, U_р. \qquad (7.2)$$

Таблица 7.1

Значения напряжения размягчения

Металл	$U_р$, В	Металл	$U_р$, В
Золото	0,08. . .0,14	Платина	0,22. . .0,40
Серебро	0,08. . .0,1	Вольфрам	0,40
Медь	0,09. . .0,13		

В радиотехнических устройствах минимально допустимое усилие для неокисляющихся контактов (серебро, золото) составляет примерно 0,50 Н. Меньшие контактные усилия приводят к уменьшению надежности контакта и увеличению контактного сопротивления.

2. Четкость фиксации. Для предотвращения самопроизвольного движения подвижной системы в конструкцию переключателя вводят фиксирующее устройство. Качество работы фиксатора определяется отношением момента, необходимого для вывода переключателя из фиксированного положения, к минимальному моменту, достаточному для движения переключателя в промежуточном положении. Это отношение должно быть не менее 2,5 ... 3.

3. Повторяемость геометрического положения контактов. Неповторяемость приводит к нестабильности реактивных параметров контактного устройства. Наиболее стабильными по реактивным параметрам являются переключатели с точечными притирающимися контактами из серебра, золота и платины.

4. Высокую износоустойчивость контактов и несущих элементов.

5. Виброустойчивость. Высокая виброустойчивость обеспечивается жесткостью конструкции и прочностью применяемых материалов.

Влияние климатических факторов на переключатели весьма разнообразно и зависит от вида аппаратуры и условий ее эксплуатации. Поэтому контакты переключателей должны иметь высокую теплопроводность, коррозионную стойкость на воздухе и в корродирующих средах. Материалы изоляторов должны иметь высокие электроизоляционные характеристики.

7.2. Конструкции переключателей

Конструкция переключателя определяется видом механического устройства, обеспечивающего коммутацию контактов. По конструкции переключатели делятся на кулачковые, кнопочные, галетные, щеточные, клавишные, барабанные и т. п.

Кулачковый переключатель (рис. 7.4) состоит из неподвижного контакта *2*, контактной *3* и упорной *4* пружин, которые закреплены на изоляционных стержнях *1*. Контактных пар может быть

несколько и располагаются они в один ряд. Необходимый закон чередования переключений обеспечивается изоляционным кулачковым валом *6*, который неподвижно соединен с осью *7*. На кулачковом валике установлены шипы *5*. Коммутация цепей осуществляется поворотом кулачкового валика. Каждое замыкание обеспечивается одним контактом, поэтому кулачковые переключатели

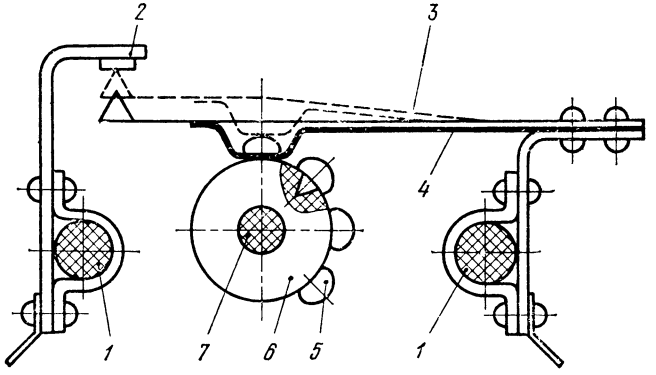


Рис. 7.4. Кулачковый переключатель.

имеют стабильные реактивные параметры и применяются для коммутации высокочастотных цепей. Для уменьшения связи между контактами металлическую ось переключателя либо заземляют с помощью токосъемника, либо разбивают на отдельные изолированные друг от друга участки. Емкость между контактами составляет 1 ... 2 пФ, а между разомкнутой парой контактов — 0,3 ... 0,5 пФ.

Кнопочные переключатели (кнопки) предназначены для кратковременной коммутации цепей постоянного и переменного тока низкой частоты. По электрической схеме кнопки изготовляют на замыкание, на переключение и на размыкание. Кнопка (рис. 7.5) состоит из разъемного корпуса *1* и воротничка *2*, с помощью которого она закрепляется на панели прибора. В верхней части корпуса кнопки на штоке *4* закреплены подвижный контакт *3* и головка *5*. При нажатии головки подвижный контакт опускается вниз и замыкает пружинные контакты *8*. При снятии усилия под действием возвратной пружины *7* головка и подвижный контакт поднимаются вверх и цепь раз-

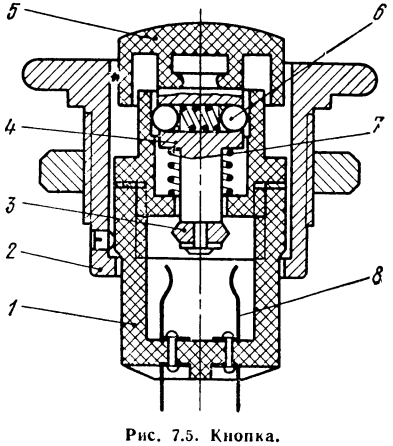


Рис. 7.5. Кнопка.

мыкается. Фиксирующие шарики *6* удерживают подвижный контакт в верхнем положении.

Галетные переключатели предназначены для коммутации высокочастотных, низкочастотных цепей и цепей постоянного тока мощностью до 70 Вт. Галетный переключатель (рис. 7.6, *а*) состоит из галет *1*, основания *2* и узла управления *3*, включающего ось, фик-

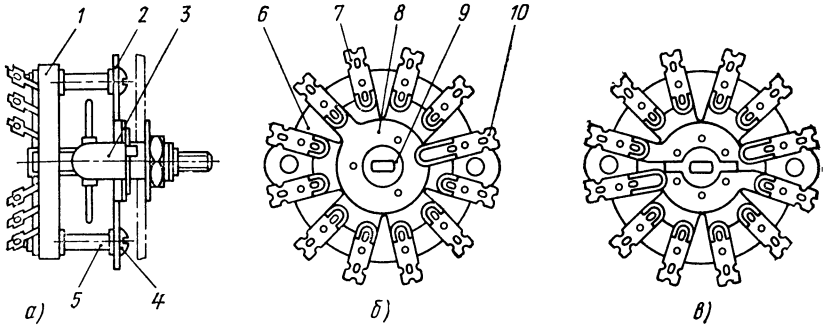


Рис 7 6. Галетный переключатель:
а — переключатель в сборе, *б*, *в* — галеты.

сатор положения и ограничитель движения. С помощью стяжных шпилек *4* и колонок *5* производится набор и крепление галет к основанию переключателя. Каждая галета (рис. 7.6, *б*) состоит из неподвижной части — статора *6* и подвижной — ротора *9*. На

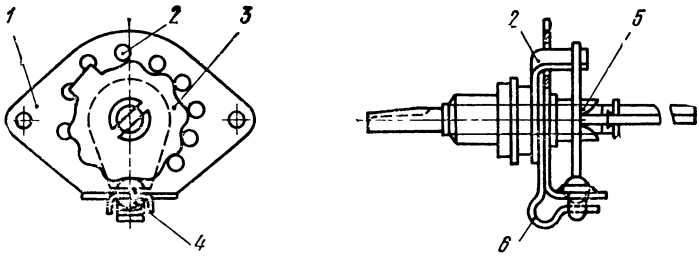


Рис. 7.7. Узел управления галетного переключателя.

статоре имеются два отверстия для крепления галеты и двенадцать контактных пружин, расположенных по окружности через 30°. На роторе закреплена переключающая пластина *8* в виде кольца с одним выступом. При вращении ротора этот выступ контактирует с одной из одиннадцати коротких контактных пружин *7*. Длинная контактная пружина *10* служит токосъемом для пластины *8*. При помощи рассмотренной галеты (11П1Н) можно осуществить коммутацию одиннадцати цепей в одном направлении (11 положений, 1 направление). Если на роторе закрепить две переключающие пластины *8*, а на статоре — две длинные контактные пружины (токосъемы)

и десять коротких (рис. 7.6, *в*), то с помощью такой галеты можно коммутировать по пять цепей на два направления (5П2Н). На рис. 7.7 показана конструкция механического узла управления. Фиксация положения ротора осуществляется шариком *4*, который под действием пружины *6* западает во впадины звездочки *3*. Звездочка жестко соединена с осью *5*. Поворот ротора ограничивается упором *2*, который может быть вставлен в любое из отверстий основания *1*.

В переключателях, собранных из нескольких галет, для компенсации возможной несоосности отверстие под ротор на галете делают несколько больше диаметра ротора, а отверстие под ось на роторе — больше диаметра оси. Возникшие зазоры между осью и отверстием в роторе устраняют с помощью пластинчатых пружин или за счет конструкции оси, которую выполняют из двух пластин с регулируемым расстоянием между ними. Галетные переключатели имеют большие коммутационные возможности (число положений — 2 ... 21, число направлений — 2 ... 16, количество галет до 5), малые реактивные параметры, надежный контакт благодаря применению притирающихся и врубающихся контактов. К недостаткам галетных переключателей следует отнести необходимость длинных соединительных проводов к коммутируемым элементам, что затрудняет монтаж и приводит к паразитным связям.

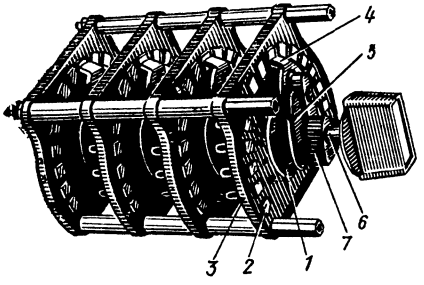


Рис. 7.8 Щеточный переключатель.

Щеточные переключатели предназначены для коммутации электрических цепей постоянного и переменного тока низкой частоты. Переключатель (рис. 7.8) имеет неподвижные контакты *2*, расположенные на пластмассовой плате *3*, подвижный контакт *4* в виде пакета пружинных щеток, надетый на ползунок *5* и закрепленный на оси *6* переключателя винтом *7*. При вращении оси подвижный контакт *4* скользит одним концом по токосъемному кольцу *1*, а другим — по неподвижным контактам *2*. Большое контактное усилие, наличие нескольких пружин, обеспечивающих надежный контакт, делают щеточные переключатели пригодными для коммутации больших токов. Щетки выполняются такой ширины, чтобы при переключении сначала замыкался последующий контакт, а потом разрывался предыдущий. Таким образом не происходит разрыва цепи и образование дуги, что уменьшает износ контактов.

Клавишные переключатели предназначены для коммутации электрических цепей постоянного и переменного тока в измерительной и бытовой аппаратуре. Переключатель (рис. 7.9) состоит

из отдельных секций *2*, объединенных в единую конструкцию при помощи скоб *1*. В каждой секции имеется группа неподвижных *4* и подвижных *5* контактных лепестков, укрепленных на движке *6*. Коммутация контактов осуществляется нажатием клавиши *3*. У кла-

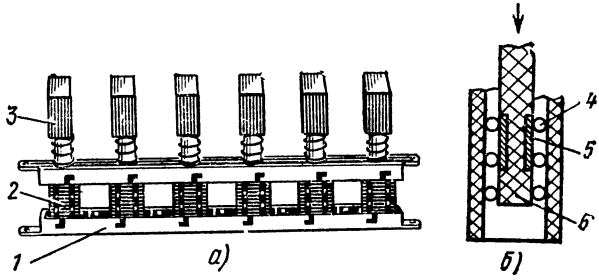


Рис. 7.9. Клавишный переключатель:
а — общий вид; *б* — устройство секции.

вишных переключателей износ контактов меньше, чем у галетных, щеточных или барабанных, так как переключение контактов в каждой секции происходит независимо от других. Клавишные переключатели радиовещательных приемников имеют основание, на

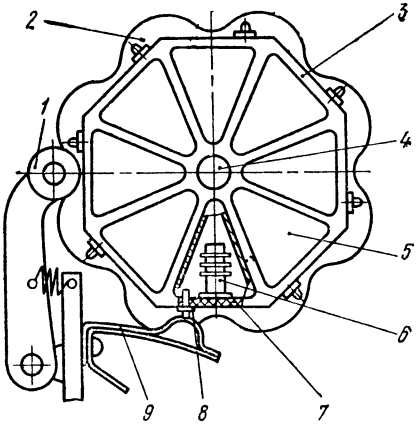


Рис. 7.10. Барабанный переключатель.

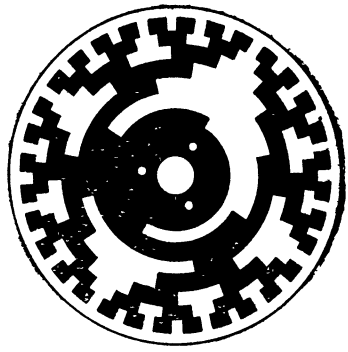


Рис. 7.11. Кодовый диск.

котором устанавливаются секции и производится монтаж контуров. Благодаря этому уменьшаются длина соединительных проводников и паразитные связи.

Барабанные переключатели предназначены для переключения контуров. Их целесообразно применять при большом числе поддиапазонов на высоких частотах (100 ... 200 МГц), когда использование других переключателей приводит к слишком длинным монтажным проводникам. Барабанный переключатель (рис. 7.10) состоит из

барабана *3*, жестко соединенного с осью управления *4*, контактных пружин *9* и фиксирующего устройства *1*. Коммутируемые элементы *6* контуров отдельных поддиапазонов монтируют на платах *7* и помещают в секторную секцию *5* барабана *3*. Количество секторных секций *5* определяется количеством поддиапазонов. Выводы коммутируемых элементов припаивают к секторным контактам *8*. Необходимый поддиапазон включается поворотом барабана. При этом

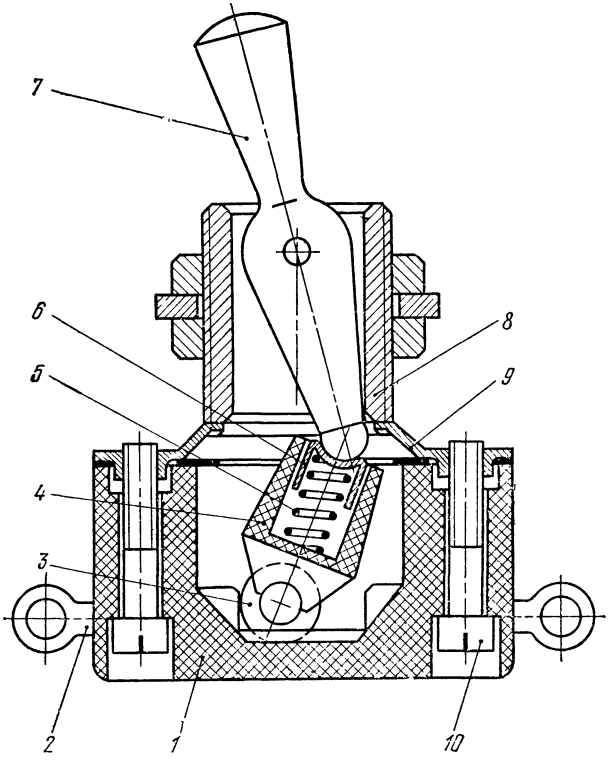


Рис 7 12. Тумблер ТВ2-1.

подключенными оказываются лишь контуры, работающие в данном поддиапазоне. Барабаны могут состоять из нескольких секций, разделенных металлической перегородкой, которая используется как экран или как звездочка *2* фиксатора. При переключении поддиапазонов в момент фиксации барабана возможна расстройка катушек, которая возникает вследствие больших ускорений. Для предотвращения этого необходимо уменьшать радиус барабана и массу ячеек, а также использовать в фиксаторе поглотители энергии.

Печатные переключатели отличаются сложной схемой коммутации и изготавливаются методом печатного монтажа, например контактные поля кодовых дисков (рис. 7.11), предназначенных для

преобразования угла поворота в кодированное двоичное число, статоры переключателей и т. п. Остальные элементы конструкции аналогичны элементам галетных или щеточных переключателей.

Перекидные переключатели и выключатели мгновенного действия (тумблеры) предназначены для коммутации цепей постоянного и переменного тока мощностью сотни вольт-ампер. Они широко применяются в цепях питания радиоаппаратуры и имеют различные конструкции. На рис. 7.12 приведена одна из широко распространенных конструкций — тумблер ТВ2-1. Тумблер имеет пластмассовый корпус *1*, в котором закреплены контакты *2*. Подвижный роликовый контакт *3* имеет малое рабочее перемещение и при повороте рычага *7* осуществляет быстрое переключение контактов с левого положения на правое или наоборот. Движение от рычага *7* к роликовому контакту *3* передается посредством чашечки *6*, пружины *5* и седла *4*. Крышка *9* с воротником *8* присоединяется к корпусу *1* винтами *10*. Особенностью тумблеров является то, что разрыв цепи в них происходит за доли миллисекунды, благодаря чему возникающая дуга не оказывает большого разрушительного действия на контакты. Время разрыва цепи не зависит от длительности процесса выключения, выполняемого обслуживающим персоналом, а определяется упругими свойствами пружины *5*, массой подвижной системы и трением в механизме.

7.3. Выбор материалов при конструировании переключателей

В конструкции контактов целесообразно разделять элементы выполняющие контактные функции, и элементы, выполняющие механические и проводниковые функции.

Материалы контактов должны обладать хорошей электро- и теплопроводностью, минимальной способностью к свариванию, малым механическим (стирание), электромеханическим (коррозия) и электрическим (эрозия) износом. Для электрических контактов применяют бронзу, медь и латунь. Медь, обладая хорошей электро- и теплопроводностью, не имеет достаточной твердости и быстро окисляется. Латунь также подвержена окислению. Предотвратить окисление контактов можно, применив благородные металлы: серебро, золото, платину, иридий и др. Серебряные контакты используют при небольших токах и малых контактных усилиях. Для коммутации больших токов можно применять контакты из платины или вольфрама. При коммутации слабых токов, когда необходима высокая электрохимическая устойчивость, в качестве контактных материалов используют золото. Оно дешевле платины, мягче ее и надежно работает при меньших контактных усилиях. В качестве контактного материала применяют также палладий, который значительно дешевле платины, обладает высокой твердостью и стойкостью к атмосферной коррозии.

Для изготовления контактов чаще применяют не чистые металлы, а их сплавы: платина—иридий, золото—серебро, золото—се-

ребро—платина, золото—платина, серебро—медь и др. При больших коммутируемых токах и мощностях применяют контакты из металлокерамики, например из серебра и окиси кадмия. Окись кадмия, равномерно распределенная в толще контакта, образует пространственную решетку, придающую контакту прочность, тугоплавкость и износоустойчивость. Серебро, заполняющее ячейки пространственной решетки, обеспечивает контакту малое переходное сопротивление, высокую теплопроводность и коррозионную стойкость.

Материалы упругих элементов в электрических контактах должны обладать хорошими упругими свойствами, высокой электро- и теплопроводностью. Для изготовления упругих элементов используют кремнемарганцовистую (БрКМц3-1), оловянно-фосфористую (БрОФ6,5-0,15), бериллиевую (БрБ2,5) и другие бронзы, углеродистые стали (У8А, У10А), специальные сплавы. При малой разрывной мощности применяют электролитическое покрытие поверхности контакта, а чаще всего контактного лепестка или упругого элемента контактным материалом. Так, контактные пружины галетных переключателей покрывают слоем электролитического серебра толщиной 5 ... 10 мкм. Более высокую износоустойчивость имеет плакированный материал, состоящий их двух слоев — дешевого металла, служащего основанием, и контактного материала необходимой толщины, прокатанного совместно с основанием.

Изоляционные материалы должны обладать высокой электрической прочностью, минимальной электропроводностью, большой устойчивостью к воздействию разных климатических и механических факторов. В качестве таких материалов обычно используются пластмассы, керамика, стекло, резины (керамика класса VIB, пресспорошок К-21-22) и др.

Арматуру и корпусные детали изготовляют из различных конструкционных сталей, сплавов алюминия, пластмасс и др.

7.4. Расчет переключателей

При проектировании переключателей производят расчет контактов, сопротивления изоляции и емкости контактов. Для расчета переключателя должны быть заданы: напряжение цепи U, В; максимальный ток через контакт $I_{к\,max}$, А; сопротивление изоляции $R_{из}$, Ом; емкость контактов $C_к$, Ф; условия эксплуатации.

Рассмотрим расчет точечного контакта.

1. В зависимости от величины коммутируемого тока по табл 7 1 выберем материал контактов и найдем напряжение размягчения $U_р$. По формуле (7.2) определим допустимое падение напряжения $U_{к\,доп}$ на контакте.

2. Вычислим величину контактного сопротивления

$$R_к = U_{к\,доп}/I_{к\,max}\ [Ом]. \qquad (7.3)$$

3. С помощью графиков, изображенных на рис. 7.3, или формулы (7.1) определим необходимое контактное усилие. Найденное значение контактного усилия увеличим в 3 ... 10 раз, так как значения $U_р$ и коэффициента K справедливы для чистых контактных поверхностей.

При расчете контактов, соприкасающихся по поверхности, принимают плотность тока $j = 0{,}1 \ldots 0{,}15$ А/мм^2; удельное давление $p = 0{,}05$ Н/мм^2. Для щеточных контактов принимают $j = 0{,}4$ А/мм; $p = 0{,}2$ Н/мм^2. Расчет контактов производят в следующем порядке:

1. Определяют площадь перекрытия контактов, через которую ток подводится непосредственно к месту контакта:

$$S_к = I_{к\,max}/j \ [мм]^2. \tag{7.4}$$

2. Находят контактное усилие

$$P_к = pS_к \ [Н]. \tag{7.5}$$

3. Выбирают необходимую форму контактов и материал.

4. Определяют величину контактного сопротивления, которое зависит от конструкции и формы контактов. Для медных контактов расчетные формулы приведены в табл. 7.2.

Для других металлов значение контактного сопротивления находят умножением $R_к$ меди на поправочный коэффициент k_x:

$$k_x = \rho_x \sqrt{\sigma_x} / \rho_м \sqrt{\sigma_м}, \tag{7.6}$$

где $\rho_т$ и $\rho_м$ — удельные сопротивления материала контактов и меди; σ_x и $\sigma_м$ — временное сопротивление смятию материала контактов и меди. Этим методом можно производить расчет $R_к$ точечных контактов из различных материалов.

Таблица 7.2

Формулы для расчета сопротивления медных контактов

Форма контакта	Плоские шероховатые поверхности	Щеточный	Шар—плоскость	Конус—плоскость
$R_к$ Ом	$\dfrac{2\cdot10^{-4}\cdot9{,}8}{P_к}$	$\dfrac{3\cdot10^{-4}\cdot9{,}8}{P_к}$	$\dfrac{2\cdot4\cdot10^{-4}\cdot9{,}8}{P_к^{0,6}}$	$\dfrac{2\cdot6\cdot10^{-4}\cdot9{,}8}{P_к^{0,5}}$

5. Определяют радиус площади перекрытия контактов

$$a = \sqrt{S_к/\pi} \ [мм]. \tag{7.7}$$

Значение $S_к$ находят по формуле (7.4).

6. Определяют радиусы кривизны контактов:

а) шар — плоскость (рис. 7.13, *а*)

$$r = 1{,}53a^3E_1E_2/P_к\,(E_1 + E_2) \ [мм]; \tag{7.8}$$

б) шар—шар* (рис. 7.13, *б*)

$$r_1 = 1 \Big/ \left[\frac{0{,}66}{a^3} P_к \left(\frac{1}{E_1} + \frac{1}{E_2} \right) - \frac{1}{r_2} \right] \text{[мм]}, \qquad (7\ 9)$$

где E_1 и E_2 — модули упругости, Н/мм^2; r, r_1, r_2 — радиусы шаров, мм.

7. Вычисляют минимально допустимое расстояние, обеспечивающее заданное сопротивление изоляции между контактными пружинами (рис. 7.13, *в*):

$$b = R_{из} (L + l)/2\rho_s \text{ [мм]}, \qquad (7.10)$$

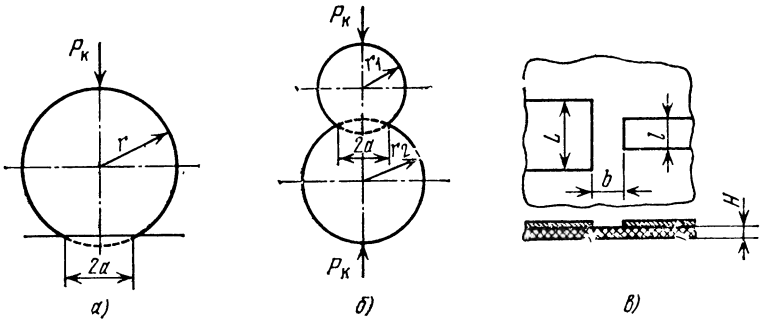


Рис. 7.13. К расчету переключателя.

где ρ_s — удельное поверхностное сопротивление материала изолятора, на котором укреплены контактные пружины, Ом. Объемным сопротивлением изоляции пренебрегают.

8. Определяют емкость между контактными пружинами (рис. 7.13, *в*)

$$C = 0{,}105\varepsilon^{2/3}(lH)^{1/6}/b^{1/4} \text{ [пФ]}. \qquad (7\ 11)$$

Значения l, b и H выражают в миллиметрах.

9. Определяют температуру точек соприкосновения между контактами

$$\theta = I_{к\ max}^2 R_к^2/8\lambda_т\rho \text{ [° C]}, \qquad (7.12)$$

где $\lambda_т$ — теплопроводность, Дж/(м · град); ρ — удельное сопротивление, Ом · м. Чтобы не допустить сваривания контактов, необходимо, чтобы температура точек соприкосновения была меньше температуры размягчения контактов.

7.5. Разъемы, назначение и область применения

Разъемы являются электромеханическими устройствами, предназначенными для электрического соединения между собой узлов, блоков, приборов и кабелей.

*) При расчете контактов шар — шар одним радиусом задаются.

Электрическое соединение цепей в разъемах осуществляется контактными парами, состоящими из гнезда *1* и штыря *2* (рис. 7.14). Для создания электрического контакта штырь должен входить в гнездо или соприкасаться с ним. Необходимое контактное усилие

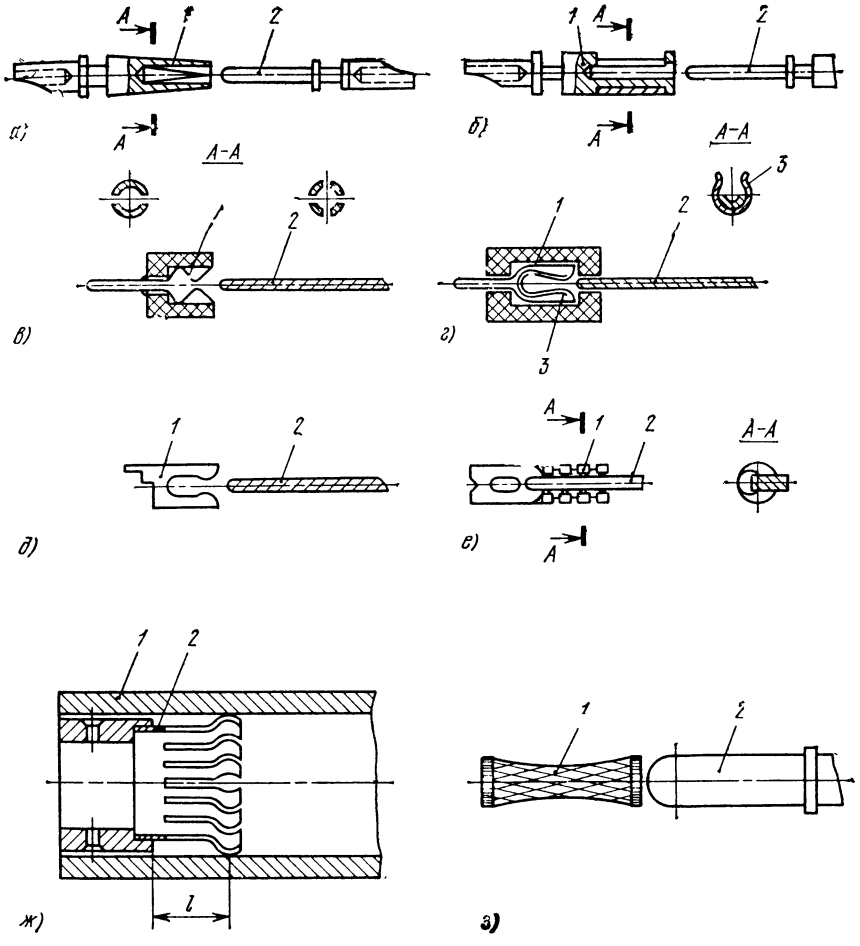


Рис. 7.14 Виды контактных пар.

создается пружинами, которые могут устанавливаться как на штыре, так и в гнезде. К хвостовикам контактной пары припаиваются жилы кабелей. Контактные пары объединяют в законченную конструкцию — разъем, состоящий из определенного числа контактов. Каждый разъем состоит из вилки с контактными штырями и розетки с контактными гнездами.

В зависимости от напряжения и частоты тока, проходящего через контактную пару, разъемы подразделяются на низкочастотные, низковольтные, низкочастотные низковольтные соединители, радиочастотные соединители, комбинированные.

Для электрического соединения приборов и блоков применяются приборные разъемы. Они предназначены для соединения электро- и радиоцепей с постоянным, переменным и импульсным током частотой до 3 МГц и напряжением до 1,5 кВ. Приборные разъемы по назначению разделяются на межблочные, блочные, кабельные и проходные. Межблочные разъемы применяются для электрического соединения или разъединения блоков при осмотре, ремонте без дополнительного сочленения и расчленения разъемов. Блочные разъемы предназначены для присоединения жгута или кабеля к блоку. Одна часть разъема крепится к блоку, а вторая к кабелю. Для соединения кабелей или жгутов применяют кабельные разъемы. Соединение кабелей или жгутов через стенку блока выполняется проходными разъемами. К приборным относятся также разъемы для печатного монтажа, предназначенные для соединения узлов аппаратуры, выполненных на печатных платах. Радиотехнические устройства, смонтированные на отдельных объектах или транспортных машинах, соединяются межмашинными разъемами.

К разъемам предъявляются следующие требования: малое переходное сопротивление, высокая надежность, низкое усилие и удобство сочленения (расчленения), износоустойчивость, герметичность (для некоторых), технологичность и др. Радиочастотные соединители должны обеспечивать также минимальный КСВН, минимальное излучение электромагнитной энергии и максимальную величину напряжения начала короны.

7.6. Виды контактных пар

В РЭА применяются следующие конструкции контактных пар:

1. Цилиндрическая контактная пара с совмещенными электрическими и упругими элементами (рис. 7.14, *а*). Состоит из жесткого круглого штыря *2* и разрезного цилиндрического гнезда *1*. Диаметр контакта определяется максимальным рабочим током. Число точек контактирования определяется количеством упругих элементов.

2. Цилиндрическая контактная пара с раздельными электрическими и упругими элементами (рис. 7.14, *б*). Состоит из жесткого круглого штыря *2* и цилиндрического контакта с пазом *1*, на который надета листовая пружина *3* типа «манжеты»; контактная линия одна.

3. Ножевая контактная пара (рис. 7.14, *в*). Состоит из ножевого контакта *2* и упругого гнезда из пружинной ленты *1*; контактных линий две.

4 Ножевая контактная пара с выделенным упругим элементом (рис. 7.14, *г*). Состоит из ножевого контакта *2* и гнезда, образован-

ного электрическим *1* и пружинным *3* элементами; контактных линий две.

5. Контактная пара типа «Лира» с двумя точками контактирования (рис. 7.14, *д*). Состоит из жесткого контакта *2*, выполненного на печатной плате, и упругого гнезда *1*; контактных точек две.

6. Ножевая многоупругая контактная пара (рис. 7.14, *е*). Состоит из жесткого ножа *2* и упругого гнезда *1*, образованного двумя разрезными, вставленными друг в друга пружинными цилиндрами.

7. Многоупругий корончатый контакт. Предназначен для электрического соединения в элементах настройки резонаторов, в съемных крышках экранов и т. д. Корончатые контакты выполняются для внутреннего и внешнего контактирования. На рис. 7.14, *ж* показан корончатый контакт для внутреннего контактирования. Состоит из цилинда *1*, являющегося жестким элементом конструкции, и подвижной коронки *2* (упругий элемент).

8. Контактная пара с гиперболоидными гнездами (рис. 7.14, *з*). Гиперболоидное гнездо состоит из проволочного стаканчика *1* и штыря *2*. Образующая стаканчика имеет форму гиперболоида. При введении штыря в гнездо каждая проволочка деформируется и прижимается к поверхности штыря. Контактирование происходит по линиям, число которых равно числу проволочек. Такие контакты имеют малое усилие соединения, высокую износоустойчивость и малое переходное сопротивление.

Для изготовления штырей и неупругих гнезд контактных пар применяют латунь ЛС59—1, для изготовления ножевых контактов — латунь Л62. Для упругих гнезд применяют оловянно-фосфористую бронзу БрОФ6,5-0,15, оловянно-цинковую БрОЦ4-3, бериллиевую БрБ2,5 и др. Покрытие для штырей и гнезд может быть одно- и двуслойным. Однослойное покрытие выполняют серебром толщиной 6 ... 12 мкм; двуслойное — первый слой — серебро 6 ... 12 мм, второй — золото, палладий, родий или никель 3 ... 4 мкм.

Пружины изготавливают из сплава К40НХМ, стали У8А и др. Для неупругих частей контактов при армировании в стеклянном изоляторе применяют ковар.

7.7. Конструкции разъемов, выбор материалов

Приборные разъемы бывают цилиндрические или прямоугольные. Цилиндрические приборные штепсельные разъемы серий ШР, Р, 2РТ (нормальных размеров), серии 2МР (малогабаритные), серии РС (субминиатюрные) выпускаются в негерметичном, герметичном и тропикоустойчивом исполнении; бывают обычными и теплостойкими и имеют однотипную конструкцию.

Часть разъема, устанавливаемая на шасси или блоке прибора, называется блочной частью или колодкой (рис. 7.15). Блочная колодка состоит из корпуса *1*, внутри которого расположены штыри *2* или гнезда, изолированные друг от друга и от корпуса двумя изо-

ляторами *4* и *5*. Положение контактов в изоляторах «плавающее», т. е. они имеют осевой и радиальный люфты в пределах нескольких десятых миллиметра. Вращаться вокруг своей оси контакты не могут. Изоляторы с контактами закрепляются в корпусе кольцевой пружиной *3* или круглой гайкой. Корпус имеет квадратный фланец

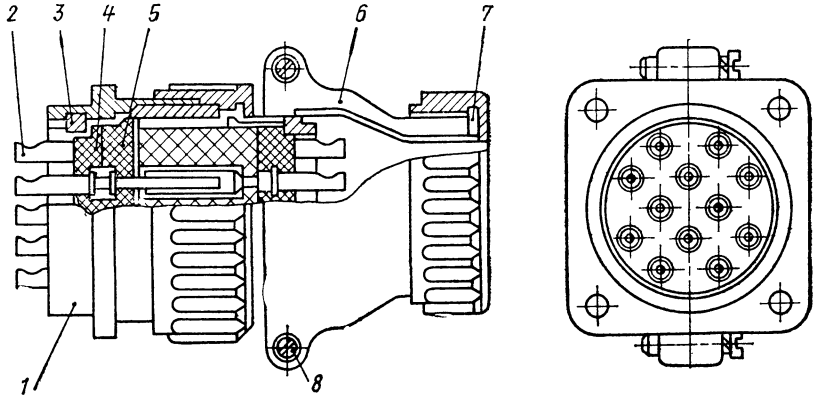


Рис. 7.15. Разъем типа ШР

с отверстиями для установки на блок, метрическую резьбу для соединения со вставкой и шпоночный выступ для обеспечения правильности сочленения колодки со вставкой.

Часть разъема, предназначенная для присоединения к кабелю, называется кабельной частью или вставкой. Кабельные части разъе-

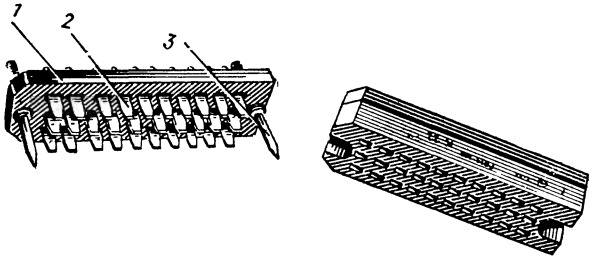


Рис 7.16 Разъем типа РП-14.

мов в отличие от блочных имеют прямой или угловой патрубок *6* с гайкой для крепления экрана *7* или гайкой с зажимом для крепления неэкранированного кабеля. Патрубок для удобства монтажа выполняют из двух частей, которые соединяются винтами *8*. Патрубок можно устанавливать относительно корпуса в 8—12 фиксированных положений.

Штепсельные разъемы серии ШР разделяются на негерметичные (ШР), герметичные (ШРГ), герметичные проходные (ШРГП). Аналогично классифицируются и другие цилиндрические приборные разъемы. Разъемы серии *Р* (приборные негерметичные разъемы) отличаются от разъемов серии ШР конструкцией изоляторов и кон-

тактов. Их изоляторы для повышения электрической прочности имеют форму лабиринта.

Прямоугольные приборные разъемы типа РП3, РП10, РП14, РША в основном применяются для междублочных и блочных соединений.

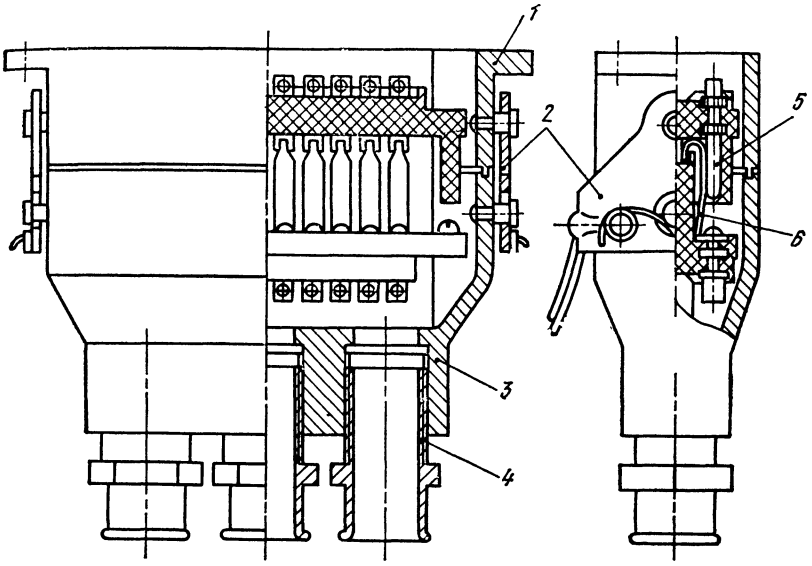


Рис. 7.17. Разъем типа РША.

Междублочные разъемы типа РП14 (рис. 7.16) не имеют корпуса. Изоляторы *1* вилки и розетки — составные. Для обеспечения высокой надежности соединения применена многоупругая контактная пара (рис. 7.14, *е*). Контакты *2* крепятся в изоляторах специаль-

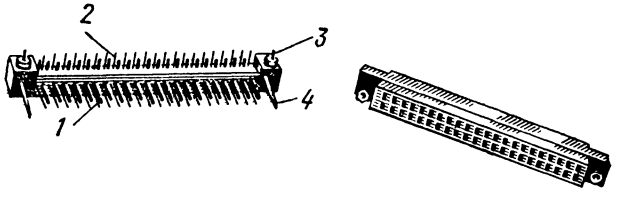


Рис. 7.18. Разъем типа МРН.

ными упорами. Цилиндрические направляющие штыри *3* (ловители) ориентируют ножи вилки относительно гнезд розетки, предохраняя их от возможности поломки. Однозначность соединения разъема обеспечивается разным расположением контактов в рядах.

У блочных разъемов типа РША (рис. 7.17) приборная часть имеет корпус *1* с фланцем для крепления к блоку и пружинный замок *2*, а кабельная — корпус *3* с кабельными зажимами и саль-

никами. *4*. Гнезда *5* контактов неупругие. Штыри *6* выполнены из листового пружинного материала и обеспечивают необходимое контактное усилие.

Корпусы приборных разъемов изготавливают из алюминиевых сплавов АЛ-11, АЛ-22, АМц, стали, цветных металлов и пласт-

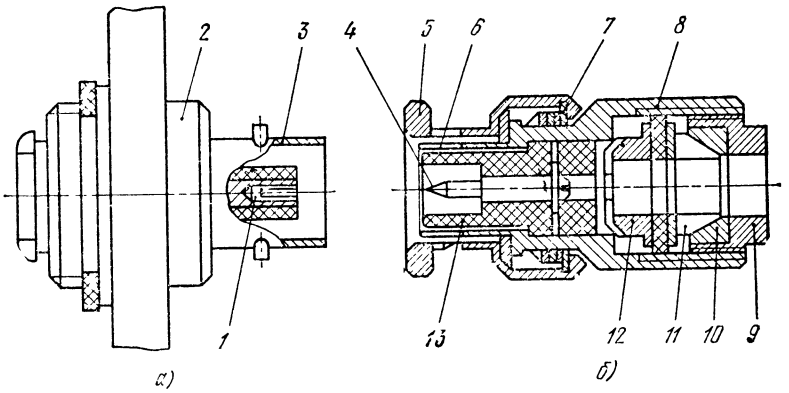


Рис 7 19. Радиочастотные соединители:
а — розетка, *б* — вилка

масс; изоляторы — из пластмасс АГ-4, К-41-5, К-211, К-21-22 и др. Герметизация обеспечивается армированием изоляторов или резиновыми прокладками.

Разъемы для печатного монтажа по принципу контактирования подразделяются на разъемы с обычными разъемными контактами, опаиваемые и с принудительным обжатием. Габариты разъемов и расстояния между контактами зависят от аппаратуры, для которой они предназначены. Примером являются разъемы типа МРН (рис. 7.18); вилка разъема устанавливается на печатной плате и представляет собой пластмассовую деталь, армированную плоскими контактными ножами *1*. Хвостовики *2* контактов припаиваются к печатной плате. Дополнительное механическое крепление вилки обеспечивается шпильками *3* и гайками. Розетка крепится на шасси блока и рассчитана на подпайку проводов. Гнездо розетки типа «Лира»; вилка имеет цилиндрические направляющие штыри *4* (ловители), а розетка — соответствующие им отверстия.

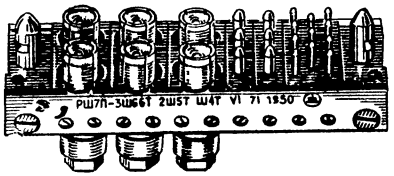


Рис. 7.20. Разъем типа Р.

Радиочастотные соединители (рис. 7.19) предназначены для соединения коаксиальных кабелей. Волновое сопротивление соединителей — 50, 75 и 100 Ом. Конструируются с резьбовым, байонетным и врубным соединением. В корпусе *8* кабельной вилки

(рис. 7.19, *б*) на опорной изоляционной шайбе *13* установлен штырь *4*. К хвостовику штыря припаивается центральный проводник коаксиального кабеля. Внешний проводник (оплетка) припаивается к втулке *12* и гайкой *9* прижимается к корпусу вилки. Корончатый контакт *6* обеспечивает соединение с корпусом розетки *2*. Кабель удерживается в вилке конусной втулкой *10*, двумя «сухариками» *11* и гайкой *9*. На корпус одета байонетная гайка *5* с пружиной *7*. Гнездо-*1* розетки выполнено разрезным, а корпус *2* заканчивается цилиндрическим контактом *3*, внутрь которого входит корончатый контакт *6*.

Для одновременной коммутации высоковольтных, высокочастотных и низкочастотных цепей широко применяются комбинированные разъемы типа Р (рис. 7.20). Они имеют наборную конструкцию, что позволяет устанавливать необходимое количество стандартных колодок с низкочастотными, высокочастотными и радиочастотными контактами.

7.8. Расчет разъемов

Расчет разъемов включает расчет контактной пары и расчет усилия сочленения—расчленения. Для расчета должны быть заданы: напряжение в цепи U, В; максимальный ток через контакт $I_{к\,max}$, А; сопротивление изоляции $R_{из}$, Ом; условия эксплуатации.

Расчет минимальных контактных усилий и выбор материалов производится согласно методике, изложенной в § 7.4. Если контакт состоит из n упругих элементов, то контактное усилие P_i на каждом элементе можно определить по формулам табл. 7.3. Величина P_i должна быть достаточной для разрушения пленок, которые могут образоваться на контактных поверхностях при длительной эксплуатации разъемов. Далее расчет ведут в следующей последовательности.

Таблица 7.3

Формулы для расчета контактного усилия

Вид контакта	Плоский контакт	Контакт на линии
P_i, Н	$P_к/n$	$P_к/n^{1,43}$

1. Определяют переходное сопротивление чистых металлических поверхностей:

а) для плоского контакта

$$R_{пер} = \rho E h_м / \pi P_к \ [Ом], \qquad (7.13)$$

б) для многоточечных контактов

$$R_{пер} = \frac{0{,}132\,\rho E h_м}{P_к} \ [Ом], \qquad (7.14)$$

где ρ — удельное сопротивление, Ом · мм; $h_м$ — высота микровыступов, мм.

Таблица 7.4

Зависимость контактного сопротивления и тока от диаметра контакта

Наименьший диаметр контакта, мм	Максимальный рабочий ток, А	Контактное сопротивление, $R_к \cdot 10^3$, Ом
1,0	4	3 . .5
1,5	10	2,5. . .7,5
2,0	20	1. . .3
2,5	25	1
3	40	0,5 . .1,0

2. Вычисляют контактное сопротивление

$$R_к = R_{пер} + R_{гн} + R_{шт} \text{ [Ом]}, \qquad (7.15)$$

где $R_{гн}$, $R_{шт}$ — сопротивление рабочей части гнезда и штыря, Ом.

3. Выбирают диаметр круглых контактных пар с серебряным и золотым покрытием в зависимости от максимального тока по табл. 7.4.

4. Определяют температуру точек соприкосновения между контактами по формуле (7.12).

5. Вычисляют усилие сочленения (расчленения) разъема, состоящего из n пар,

$$P_с = \sum_{j=1}^{n} \mu_j P_{кj}, \qquad (7\ 16)$$

где μ_j — коэффициент трения j-й пары; $P_{кj}$ — контактное усилие j-й пары.

Расчет радиочастотных соединителей и корончатых контактов имеет некоторые особенности:

Таблица 7.5

Зависимость числа упругих элементов от диаметра неупругого контакта

Диаметр неупругого контакта, мм	2,0 3,3	4,0	5,0; 6,0	8,0	10 12	16	20	25
Количество упругих элементов	2	4	6	8	10	12	16	18
Диаметр неупругого контакта, мм	32	40	50	60	80	100	200	320
Количество упругих элементов	20	24	36	40	48	54	72	90

1. Соотношение между внутренним диаметром D наружного и наружным диаметром d внутреннего проводника выбирают из условия обеспечения необходимого волнового сопротивления

$$\rho=(138/\sqrt{\varepsilon})\lg(D/d)\ [\text{Ом}]. \qquad (7.17)$$

2. Длину рабочей коронки l (рис. 7.14, *ж*) в СВЧ диапазоне выбирают равной четверти длины электромагнитной волны, проходящей через контакт. Удельное давление в контактной зоне принимают равным 5 Н/мм² для притертых поверхностей и 14,5 Н/мм² для точечной и линейной форм зоны контактирования.

3. Количество упругих элементов в коронке определяется конструкцией и размерами коронки и выбирается по табл. 7.5.

7.9. Предохранители

Плавкие предохранители предназначены для защиты радиоэлектронной аппаратуры от токов перегрузки и коротких замыканий в цепях постоянного и переменного тока. Для выполнения этих функций предохранители помещают в держатели или впаивают в схему. Основными показателями защитной способности плавких предохранителей являются: время до расплавления при удвоенном номинальном токе, малое активное сопротивление и незначительный перегрев при прохождении номинального тока. Предохранители (рис. 7.21) имеют трубчатый керамический или стеклянный корпус *2* с цилиндрическими фигурными наконечниками *1* и плавкой вставкой *3* из медного посеребренного провода.

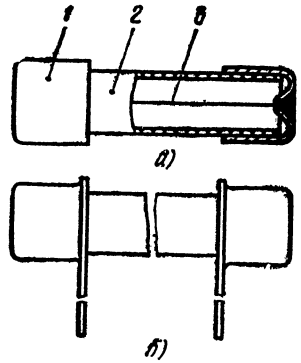


Рис. 7.21. Предохранители:
а — ВП1-1, ПМ, ПК;
б — ВП1-2

При расчете предохранителей, определив ток плавления $I_{пл} = 2I_{раб}$, вычисляют диаметр плавких вставок. При небольших рабочих токах (в пределах 0,25 ... 2,5 А) диаметр плавкой вставки определяется по формуле

$$d = I_{пл}k + 5 \cdot 10^{-3}\ [\text{мм}], \qquad (7.18)$$

где k — коэффициент, зависящий от материала проводника (для серебра $k = 31 \cdot 10^{-3}$, для меди $k = 34 \cdot 10^{-3}$). При токах $I_{раб} > 2{,}5$ А

$$d = I_{пл}^{2/3} m^{-2/3}\ [\text{мм}], \qquad (7.19)$$

где m — коэффициент, зависящий от материала (для меди $m = 80$, для олова $m = 12{,}8$).

7.10. Электромагнитные реле. Назначение и классификация

Электромагнитные реле предназначены для коммутации электрических цепей в схемах РЭА, аппаратуры автоматики, телемеханики и связи. Электромагнитные реле (рис. 7.22) состоят из трех основных частей: электромагнита с магнитопроводом (воспринимающий орган); якоря (промежуточный орган); электрических контактов (исполнительный орган).

Электромагнитные реле классифицируют: 1) по принципу устройства воспринимающих органов — на нейтральные и поляризованные. Работа нейтральных реле не зависит, а поляризованных зависит от направления тока в управляющей обмотке;

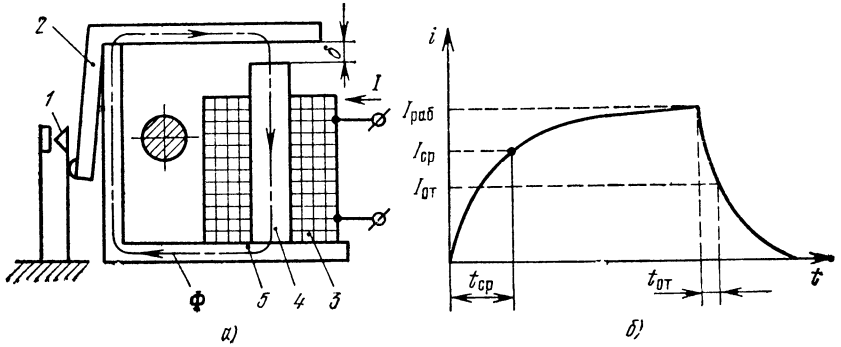


Рис. 7 22. Реле постоянного тока:
а — схема реле, *б* — характер изменения тока в обмотке

2) по роду управляющего тока — на реле постоянного и переменного тока;

3) по величине потребляемой мощности — на высокочувствительные (до 0,01 Вт), чувствительные (до 0,1 Вт) и нормальные (более 0,1 Вт);

4) по величине коммутируемой мощности — на маломощные (до 60 Вт постоянного или 120 В·А переменного тока), повышенной мощности (более 150 Вт постоянного или 500 В·А переменного тока) и контакторы (более 500 Вт);

5) по времени срабатывания — на сверхбыстродействующие (до 5 мс), быстродействующие (до 50 мс), нормальные (до 150 мс) и замедленные (до 1 с);

6) по назначению — на реле автоматики, электросвязи, управления приводами, защиты энергосистем, автоблокировки и т. д.;

7) в зависимости от конструкции якоря и характера воздействия на него магнитного потока — на реле клапанного, соленоидного и поворотного типов.

7.11. Принцип действия основных типов электромагнитных реле

Реле постоянного тока. Магнитодвижущая сила $F_м$ электромагнита *3* (рис. 7.22), по обмотке которого протекает ток *I*, создает магнитный поток Ф. Он замыкается по сердечнику *4*, магнитопроводу *5*, якорю *2* и воздушному зазору длиной δ. Уравнение магнитной цепи можно записать в виде

$$F_м = Ф\ (R_{ст} + R_δ). \qquad (7.20)$$

Для большинства конструкций реле $R_{ст} \ll R_δ$ и, следовательно, $F_м \approx ФR_δ$. Таким образом, к воздушному зазору прикладывается

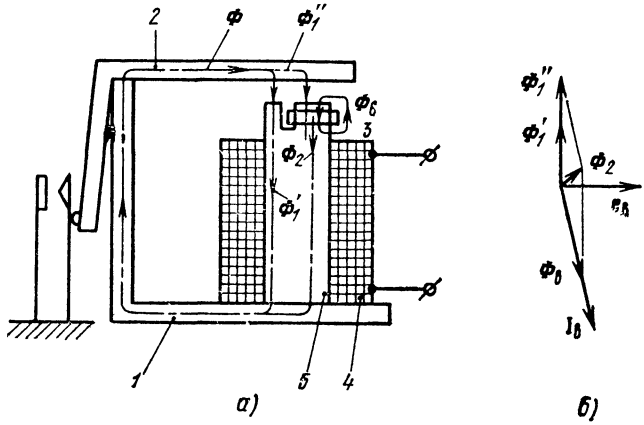


Рис. 7.23. Реле переменного тока:
а — схема реле; *б* — векторная диаграмма.

практически вся магнитодвижущая сила электромагнита, под действием которой в зазоре развивается тяговое усилие (сила притяжения),

$$F_э \approx \frac{F_м^2 S_в}{15{,}6 \cdot 10^6 δ^2} = \frac{(Iw)^2 S_в}{15{,}6 \cdot 10^6 δ^2}\ [Н], \qquad (7.21)$$

где $S_в$ — площадь взаимного перекрытия стержня и якоря, м². Поскольку сила притяжения пропорциональна квадрату тока, текущего через обмотку электромагнита, она не зависит от направления тока. Под действием силы притяжения, которая должна быть больше сил сопротивления контактных и возвратных пружин, якорь притягивается к сердечнику реле (реле срабатывает) и переключает контакты.

Реле переменного тока. Для уменьшения потерь магнитопровод *1*, якорь *2* и сердечник *5* реле переменного тока (рис. 7.23, *а*) набирают из пластин листовой электротехнической стали. Если к электромагниту подвести переменное напряжение, то в момент перехода тока через нуль сила притяжения якоря электромагнита

становится равной нулю. Якорь отходит от сердечника, а затем снова притягивается. Если не предпринять специальных мер, якорь и контакты реле будут вибрировать. Для устранения вибраций подвижной системы на стержне электромагнита около воздушного зазора делается паз, в который вкладывается короткозамкнутый виток. Виток охватывает от 0,5 до 0,8 площади торца стержня. Магнитный поток, созданный обмоткой электромагнита *4*, разветвляется на две составляющие Φ'_1 и Φ''_1, замыкающиеся через обе части сердечника. Магнитный поток Φ''_1, пересекая короткозамкнутый виток, наводит в нем э. д. с. $e_в$ (рис. 7.23, *б*), которая вызывает ток $I_в$, отстающий от $e_в$ на угол, близкий к 90°. Ток $I_в$ вызывает совпадающий с ним по направлению магнитный поток $\Phi_в$. Таким образом, на участке *3* магнитопровода результирующий магнитный поток

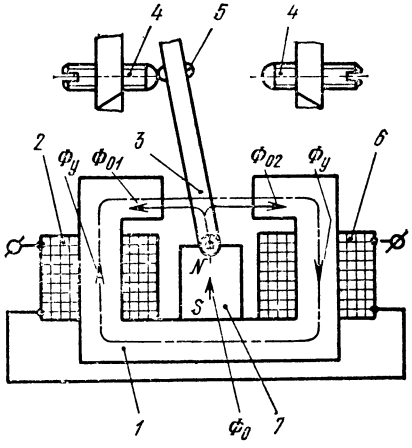


Рис. 7 24. Поляризованное реле.

$$\Phi_2 = \Phi'_1 + \Phi_в. \qquad (7.22)$$

На рис. 7.23, *б* видно, что между магнитными потоками Φ'_1 и Φ_2 существует фазовый сдвиг и, следовательно, результирующий магнитный поток в сердечнике Φ_Σ никогда не достигает нулевого значения. Минимальный магнитный поток Φ_Σ выбирается всегда больше величины, достаточной для удержания якоря. Сила притяжения электромагнита $F_э = \Phi^2/2\mu_0 S_в$.

В реле переменного тока вибрации подвижной системы могут быть устранены также созданием нескольких магнитных потоков, сдвинутых по фазе друг относительно друга, или увеличением массы подвижной системы.

Поляризованные реле. В поляризованных реле (рис. 7.24) положение перекидного якоря *3* зависит от направления тока в обмотке электромагнита. Для этого в реле используется разветвленный электромагнит, в котором образуются два потока—управляющий и поляризующий. Катушки *2* и *6* создают в магнитопроводе *1* управляющий магнитный поток $\Phi_у$ в одном направлении. Поляризующий магнитный поток Φ_0 постоянного магнита *7* проходит через подвижный якорь *3* и разветвляется налево и направо на потоки Φ_{01} и Φ_{02}. Один из этих потоков совпадает, а второй противоположен по направлению потоку $\Phi_у$. На конце подвижного якоря *3* имеется контакт *5*, который замыкается с левым или правым неподвижным контактом *4*. Если отсутствует управляющий магнитный поток $\Phi_у$, а якорь *3* находится в среднем положении, то $\Phi_{01} = \Phi_{02} = \Phi_0/2$

и на якорь действуют равные и противоположные силы. Однако такое равновесие является неустойчивым. Незначительное смещение якоря от нейтрального положения приводит к изменению магнитных сопротивлений воздушных зазоров и, следовательно, магнитных потоков. Магнитные потоки принимают значения

$$\Phi_{01} = \Phi_0/2 + \Delta\Phi, \qquad \Phi_{02} = \Phi_0/2 - \Delta\Phi, \tag{7.23}$$

где $\Delta\Phi$ — изменение величины магнитных потоков Φ_{01} и Φ_{02} при перемещении якоря.

Таким образом, силы, действующие на якорь слева и справа, не равны. Вследствие этого результирующая сила

$$F = F_{лев} - F_{пр} = \frac{\Phi_{01}^2 - \Phi_{02}^2}{2\mu_0 S_в} = \frac{2\Phi_0 \Delta\Phi}{2\mu_0 S_в} \tag{7.24}$$

переместит якорь в сторону первоначального смещения (рис. 7.24), т. е. влево.

Для перемещения якоря слева направо необходимо на обмотку реле подать управляющий сигнал такой полярности, чтобы $\Phi_у$ складывался с Φ_{02} и вычитался из Φ_{01}. В этом случае результирующие потоки будут определяться выражениями

$$\Phi_{лев} = \Phi_0/2 + \Delta\Phi - \Phi_у, \quad \Phi_{пр} = \Phi_0/2 - \Delta\Phi + \Phi_у. \tag{7.25}$$

При условии, что $\Phi_у > \Delta\Phi$, якорь перейдет в правое положение. Знаки при $\Delta\Phi$ в выражениях (7.25) изменятся на противоположные. Полагая, что $\Phi_у = \Delta\Phi$, выражения для магнитных потоков для правого положения якоря можно записать в виде

$$\Phi_{лев} = \Phi_0/2 - 2\Delta\Phi, \qquad \Phi_{пр} = \Phi_0/2 + 2\Delta\Phi.$$

Сила притяжения якоря зависит от разности магнитных потоков и определяется выражением

$$F_э = \frac{\Phi_{лев}^2 - \Phi_{пр}^2}{2\mu_0 S_в} = \frac{2\Phi_0 \Delta\Phi}{2\mu_0 S_в} = 2F.$$

Таким образом, при наличии управляющего сигнала сила притяжения будет в два раза больше, чем при его отсутствии. Если изменить полярность управляющего сигнала, то якорь реле вернется в левое положение.

Постоянный магнит реле выполняет и дополнительную роль, аналогичную роли упругих пружин электромагнитного реле. Однако в характере их действия имеется принципиальное различие. При перемещении якоря к нейтральному положению постоянный магнит создает противодействующее усилие, уменьшающееся до нуля. После перехода нейтрального положения усилия, создаваемые постоянным магнитом и управляющим сигналом, складываются. Благодаря этому поляризованные реле имеют высокую чувствительность и малое время срабатывания.

7.12. Основные параметры и технические требования

Электромагнитные реле характеризуются целым рядом параметров. Приведем основные из них:

1. Ток срабатывания. При подключении обмотки реле к источнику постоянного напряжения ток в ней нарастает, а при отключении — убывает, изменяясь по сложному закону. Если не учитывать изменения индуктивности обмотки при движении якоря, то характер изменения тока в ней соответствует показанному на рис. 7.22, *б*. В соответствии с формулой (7.21) при увеличении тока, текущего

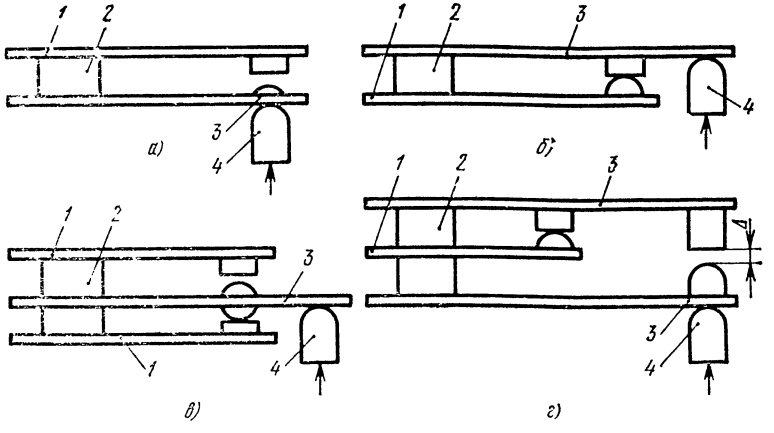


Рис. 7.25 Типы контактных групп:
1 — неподвижная пружина, *2* — изолятор, *3* — подвижная пружина; *4* — толкатель.

через обмотку, увеличивается тяговое усилие электромагнита. Минимальное значение тока в катушке электромагнита $I_{ср}$, при котором происходит срабатывание реле, называется током срабатывания.

2. Чувствительность. Характеризуется минимальной мощностью $P_{ср}$, подаваемой на обмотку и достаточной для приведения в движение якоря и переключения контактов реле. Чувствительность определяется выражением

$$P_{ср} = I_{ср}^2 R_{обм} = U_{ср}^2/R_{обм} \text{ [Вт]}, \qquad (7.26)$$

где $U_{ср}$ — напряжение срабатывания, В; $R_{обм}$ — сопротивление обмотки, Ом.

3. Время срабатывания. Так как ток в обмотке электромагнита возрастает не мгновенно (рис. 7.22, *б*), движение якоря начинается не сразу после подачи напряжения на реле, а спустя некоторый промежуток времени. Для перемещения якоря также необходимо время. Промежуток времени $t_{ср}$ с момента подачи напряжения на обмотку реле до включения контактов называется временем срабатывания реле.

4. Рабочий ток $I_{раб}$ (рис. 7.22, *б*) — это ток в обмотке, при котором гарантируется работа реле в процессе эксплуатации в режи-

мах и условиях, оговоренных в технической документации. Отношение установившегося рабочего тока к току срабатывания называется коэффициентом запаса реле по срабатыванию

$$k_{\text{з}} = I_{\text{раб}}/I_{\text{ср}}. \qquad (7.27)$$

Этот коэффициент характеризует надежность срабатывания реле во всех условиях эксплуатации.

5. Потребляемая мощность $P_{\text{п}}$ — мощность, расходуемая в катушке электромагнита в рабочем режиме,

$$P_{\text{п}} = I^2_{\text{раб}} R_{\text{обм}} \text{ [Вт]}. \qquad (7.28)$$

6. Коммутируемая мощность $P_{\text{к}}$ — максимальная мощность, на которую рассчитаны контакты реле.

7. Коэффициент управления $K_{\text{у}}$ показывает, во сколько раз мощность в управляемой цепи превышает мощность, потребляемую электромагнитом

$$K_{\text{у}} = P_{\text{у}}/P_{\text{п}}. \qquad (7.29)$$

8. Параметры контактов реле аналогичны параметрам контактов переключателей. Однако работа контактов в реле имеет свои особенности. По форме контакты реле бывают точечные, линейные и плоскостные. Контакты реле имеют различные схемы коммутации (рис. 7.25): на замыкание (*а*), на размыкание (*б*), на переключение (*в*) и переходные (*г*). Коммутационные возможности реле зависят от типа и количества контактных групп.

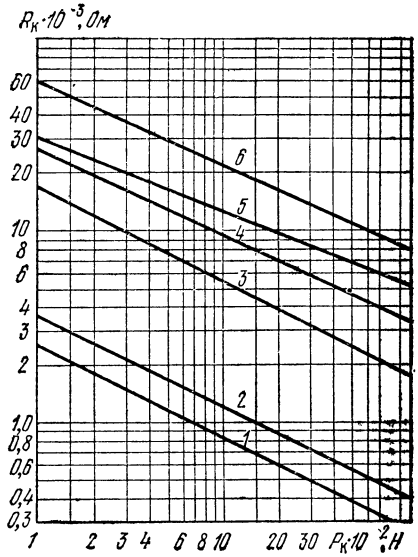


Рис. 7.26. Зависимость переходного сопротивления контактов от величины контактного усилия (диаметр контакта 2 мм):
1 — серебро, *2* — золото; *3* — палладий; *4* — золото-никель; *5* — платина; *6* — платина — иридий.

Контакты реле работают при меньших контактных усилиях, чем контакты переключателей и разъемов. Для высокочувствительных реле контактное усилие равно (10 ... 20) · 10^{-3} Н, для чувствительных (20 ... 100) · 10^{-3} Н, для нормальных (0,5 ... 1,0) Н. Зависимость величины переходного сопротивления от контактного усилия показана на рис. 7.26.

Замыкание контактов из-за их пружинящих свойств сопровождается несколькими соударениями (дребезгом). Удары контактов друг о друга приводят к сдвигу и сжатию поверхностных слоев металла. В результате возникает механический перенос металлов — механическая эрозия. Для уменьшения дребезга и механической эрозии подвижный и неподвижный контакты изготовляют пружинящими и уменьшают контактное усилие.

Перенос металла с одного контакта на другой при коммутации электрического тока называется электрической эрозией. Ее величина зависит от величины коммутируемого тока, скорости переключения, вида нагрузки и контактного усилия. При размыкании контактов уменьшается контактная площадь и резко возрастает плотность тока, проходящего через контактную поверхность, что вызывает перегрев и расплавление металла контакта в месте соединения. Дальнейшее разъединение приводит к образованию жидкого мостика из расплавленного металла. Часть металла испаряется, и мостик разрывается, но не симметрично относительно контактов, а ближе к одному из них в зависимости от величины тока. В результате не-

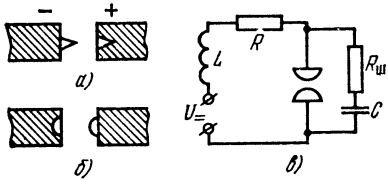


Рис. 7.27. Схема переноса металла при размыкании:
а — ток меньше предельного, *б* — ток больше предельного, *в* — искрогасящая цепочка

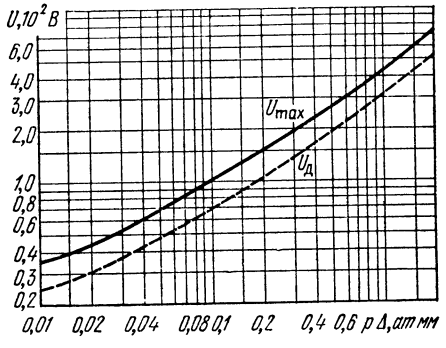


Рис. 7.28 Зависимость пробивного напряжения от произведения давления на расстояние между контактами.

симметричного разрыва мостика на одном контакте образуется бугор, а на другом — впадина (рис. 7.27, *а*, *б*). В момент разрыва цепи может возникнуть искра или дуга, которая вызовет окисление или обгорание контактов. В цепях постоянного тока для уменьшения искрообразования параллельно контактам включают цепочки из емкости C и резистора $R_ш$ (рис. 7,27, *в*). Эта цепочка уменьшает эрозию при разрыве, но увеличивает при замыкании. Величины C и $R_ш$ зависят от параметров цепи и определяются по формулам $R_ш \approx R$, $C = L/R_ш^2$, Ф, где L — индуктивность цепи.

Гашение дуги при разрыве цепей переменного тока происходит проще. При разведении контактов, когда мгновенное значение тока равно нулю, дуга может погаснуть и больше не возникнуть. Эффективность искрогасящих ячеек ниже, чем на постоянном токе.

Минимальное расстояние между контактами при размыкании должно быть больше максимальной длины жидкого мостика. Величина расстояния зависит от коммутируемых токов и напряжений, атмосферного давления, материала контактов и пр. Зависимость пробивного напряжения между контактами показана на рис. 7.28.

9. Износоустойчивость контактов. Выражается допустимым количеством коммутаций. Обеспечивается не только качеством реле, но и правильным выбором режимов и условий эксплуатации.

7.13. Особенности применения миниатюрных реле

Выпускаемые промышленностью миниатюрные реле РЭС6, РЭС9, РЭС10, РЭС15, РЭС22, РЭС49 (рис. 7.29) и др. имеют небольшие размеры и массу, высокое быстродействие (время срабатывания не более 12 мс); широко применяются в малогабаритной аппаратуре, устанавливаются на печатные платы. Во всех реле используются однокатушечные магнитные системы клапанного типа. Конструкции всех реле защищены чехлами.

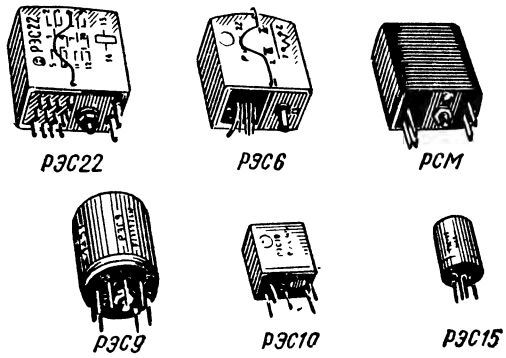


Рис. 7.29. Миниатюрные реле.

При выборе типа реле необходимо учитывать все условия, в которых оно должно работать, руководствуясь при этом требованиями технической документации. В условиях повышенной влажности, особенно при повышенной температуре, негерметичные реле рекомендуется устанавливать в герметизированные блоки. Реле располагают в аппаратуре так, чтобы внешние тепловые воздействия не приводили к перегреву обмотки, а направление механических вибраций не совпадало с направлением движения якоря.

Реле крепят к монтажной плате винтами, расположенными на плоскости цоколя (РЭС6, РЭС22), впаиванием (РЭС15, РЭС10) или приклеиванием. Крепление должно предусматривать возможность демонтажа реле без повреждения его или других элементов схемы. Чтобы не повредить выводы герметичных реле, между монтажной платой и основанием реле устанавливается изолирующая прокладка. Пайку выводов производят паяльником мощностью 50 ... 70 Вт. Температура жала не должна превышать 230 ... 260° С, а время пайки — 5 с. Флюс и припой не должны попадать на цоколь реле, так как это может понизить сопротивление изоляции.

Монтажную плату с установленными на ней герметичными реле допускается покрывать лаком, имеющим поверхностное сопротивление не менее чем на два порядка больше сопротивления изоляции реле.

7.14. Конструктивный расчет реле

При проектировании реле производят расчет контактов, пружин, магнитной цепи, катушки электромагнита и др.

Для расчета реле должны быть заданы: 1) род питающего тока; 2) напряжение питания $U_{\text{п}}$, В; 3) коммутируемое напряжение $U_{\text{к}}$, В; 4) коммутируемый ток $I_{\text{к}}$, А; 5) условия эксплуатации (атмосферное давление, температура окружающей среды и др.). Расчет производят в следующей последовательности:

1. Выбирают материал контактов. Для контактов реле, коммутирующих небольшие токи, применяют серебро, золото, платину, палладий и сплавы, например платина-иридий (ПлИ-10), золото—никель (ЗлН-5) и др. Для коммутации больших токов применяют вольфрам, рений, молибден и их сплавы.

Расчет точечных контактов реле производят аналогично расчету точечных контактов переключателей (см. § 7.4). При этом для определения контактного усилия следует пользоваться графиками, изображенными на рис. 7.26.

2. Определяют минимальное расстояние между разомкнутыми контактами по графику рис. 7.28. Для малогабаритных реле в нормальных условиях при коммутации напряжений до 100 В пробивное напряжение принимают равным 500 В, при напряжениях больше 100 В $U_{\text{проб}} \approx 3\ U_{\text{раб}}$, но не менее 500 В.

3. Расчет пружин выполняют в зависимости от конструкции контактных групп. Контактные пружины изготовляют из нейзильбера, бронзы, латуни и стали. Для получения необходимого контактного усилия, а также для уменьшения вибраций контактов пружины контактных групп выполняют с предварительным напряжением и удерживают в спокойном положении с помощью упоров. Усилие, прикладываемое к толкателю *4* (рис. 7.25), должно быть в 2 ... 3 раза больше контактного. Общее усилие, переключающее контакты, определяется формулой

$$P_0 = \sum_{i=1}^{n} P_{\text{з}i} + \sum_{j=1}^{m} P_{\text{р}j} + \sum_{l=1}^{s} P_{\text{п}l} \ [\text{Н}], \qquad (7.30)$$

где $\sum_{i=1}^{n} P_{\text{з}i}$ — сумма усилий для замыкания контактов, Н; $\sum_{j=1}^{m} P_{\text{р}j}$ — сумма усилий для размыкания контактов, Н; $\sum_{l=1}^{s} P_{\text{п}l}$ — сумма усилий для переключения контактов, Н.

В конструкциях контактных групп точка приложения общего усилия P_0 не совпадает с точками приложений контактных усилий $P_{\text{к}}$. Для нахождения P_0 пересчитывают значения контактных усилий $P_{\text{к}}$ к точке приложения P_0.

Ход толкателя *4* (рис. 7.25) определяется выражением

$$d = \Delta + y + l \ [\text{мм}], \qquad (7.31)$$

где y — совместный прогиб замыкающейся группы, мм; l=0,1 ... ... 0,2 мм — свободный ход толкателя.

4. Определяют ход якоря (рис. 7.30, *а*)

$$\sigma = ad/b \text{ [мм]}, \tag{7.32}$$

где a — плечо якоря, мм; b — плечо мостика, мм.

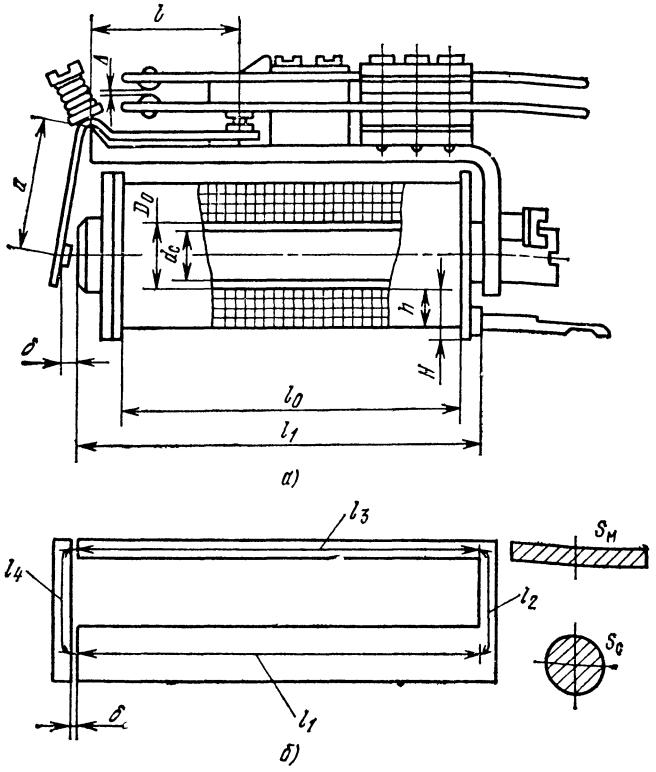


Рис. 7.30. К расчету реле:
а — общий вид; *б* — магнитная цепь.

Ход якоря в миниатюрных реле должен составлять 0,3 ... 0,6 мм, в остальных — 0,8 ... 1,5 мм.

5. Вычисляют межжелезное пространство по формуле

$$\delta = \sigma + \delta_0 \text{ [мм]},$$

где δ_0 — высота штифта отлипания, мм.

6. Определяют силу притяжения якоря (нагрузку электромагнита)

$$F_э = bP_0/a \text{ [Н]}. \tag{7.33}$$

Нагрузка электромагнита зависит от размеров реле, формы и величины полюсного наконечника. С увеличением числа контакт-

ных групп возрастает потребляемая мощность реле, которая зависит от числа ампер-витков, размеров и конструкции катушки.

Сопротивление обмотки реле с круглым сердечником определяют по формуле

$$R_{\text{обм}}=\left(\frac{\pi\rho}{l_0 h\alpha}\right)(D_0+h)\,w^2 \text{ [Ом]}. \qquad (7.34)$$

где l_0 — длина обмотки (l_0 меньше длины сердечника на толщину щек каркаса плюс запас 1 ... 5 мм); α — коэффициент неплотности намотки (выбирается по табл. 3.1). Остальные обозначения — согласно рис. 7.30.

Подставив сопротивление обмотки в выражение (7.26), определим мощность срабатывания реле

$$P_{\text{ср}}=\frac{\pi\rho}{l_0 h\alpha}(D_0+h)\,I_{\text{ср}}^2\,w^2 \text{ [Вт]}. \qquad (7\ 35)$$

Из этого выражения видно, что в различных конструкциях реле при одинаковых магнитодвижущих силах срабатывания ($I_{\text{ср}}w$) потребляемая мощность различна. С увеличением длины l_0 и высоты намотки h потребляемая мощность уменьшается, но увеличиваются габариты, время срабатывания и отпускания реле.

7. Задаются длиной сердечника l_1 и определяют диаметр сердечника реле без полюсного наконечника

$$d_{\text{с}} \approx 0{,}1\sqrt[3]{F_{\text{э}}}\sqrt[4]{\delta l_1} \text{ [мм]}, \qquad (7.36)$$

где δ и l_1 выражены в миллиметрах. Отношение длины сердечника к его диаметру в малогабаритных реле должно составлять 3,7 ... 6, а в нормальных — 6 ... 10.

8. Выбирают оптимальную высоту обмотки $h \approx 0{,}57\,d_{\text{с}}$. В малогабаритных и миниатюрных реле отношение высоты обмотки к диаметру сердечника равно 0,5 ... 1, а в обычных — 0,25 ... 0,5.

9. Задаются толщиной каркаса t и определяют наружный диаметр обмотки реле

$$D = D_0 + 2h = d_{\text{с}} + 2\ (t + h) \text{ [мм]}. \qquad (7.37)$$

10. Проверяют выполнение условий достаточной жесткости конструкции. Сечение магнитопровода $S_{\text{м}}$ (рис. 7.30, *б*) должно быть больше или равно сечению сердечника. Сечение якоря может быть меньше сечения сердечника и выбирается из условия $S_{\text{я}} \geqslant \geqslant (0{,}6 \ldots 1{,}0)\ S_{\text{с}}$.

11. Составляют чертеж магнитной цепи реле. Для изготовления магнитной цепи применяют низкоуглеродистые электротехнические стали Э и ЭА; качественные конструкционные стали марок 0,5, 0,8 и 10; электротехническую слаболегированную сталь Э11; пермаллой 50Н; пермендюр и др.

В реле наиболее распространены П-образные магнитопроводы (рис. 7.30, *б*). При небольших воздушных зазорах расчет такой цепи можно проводить без учета поля рассеяния.

12. По формуле $\Phi = \sqrt{F_э 2\mu_0 S_в}$ определяют значение магнитного потока.

13. Определяют индукцию B для каждого участка магнитной цепи

$$B_i = \Phi / S_i \ [\text{Т}].$$

14. По кривым намагничивания (рис. 7.31) определяют напряженность поля H_i на каждом участке.

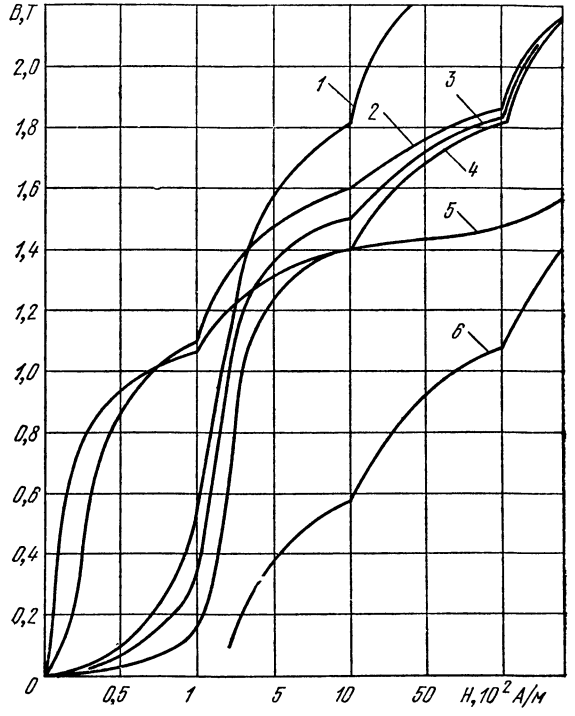


Рис. 7.31. Кривые намагничивания магнитных материалов:
1 — пермендюр, *2* — электротехническое железо; *3* — низкоуглеродистая электротехническая сталь; *4* — конструкционная сталь 10, *5* — сплав 50М; *6* — чугун легированный

15. Магнитодвижущую силу катушки (м. д. с.) $F_м$ находят как алгебраическую сумму магнитодвижущих сил на каждом участке магнитной цепи:

$$F_м = H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 l_3 + H_4 l_4 + \Phi R_\delta = I_{ср} w, \qquad (7.38)$$

где R_δ — магнитное сопротивление воздушного зазора.

Значение м. д. с. можно определить по формуле (7.21), не делая вычислений по п. 14—15. Однако найденное значение м. д. с. будет приближенным, так как не будет учитывать влияния магнитной цепи.

16. По формуле (7.35) определяют мощность срабатывания реле. Коэффициентом неплотности намотки α при предварительном расчете задаются (выбирают по табл. 3.1), а затем уточняют методом последовательного приближения.

17. Находят потребляемую мощность. Для обеспечения достаточной надежности работы реле потребляемая мощность должна быть в 2 ... 4 раза больше $P_{ср}$, т. е. $P_{п} = 2P_{ср}$.

18. Определяют сопротивление обмотки

$$R_{обм} = U_{п}^2/P_{п} \text{ [Ом]}, \tag{7.39}$$

где $U_{п}$ — напряжение источника питания, В.

19. По формуле (7.34) определяют количество витков обмотки.

20. Определяют число витков обмотки, приходящееся на 1 мм^2 сечения окна катушки:

$$w_0 = w/l_0 h. \tag{7.40}$$

21. Находят значение параметра c_0, определяемого выражением

$$c_0 = R_{обм}/l_0 h\ (D_0 + h). \tag{7.41}$$

22. Определяют диаметр провода обмотки

$$d = \sqrt{4\rho w_0 \cdot 10^{-3}/c_0} \text{ [мм]}. \tag{7.42}$$

Далее производят тепловой расчет обмоток реле, выбирают марку провода и изоляционных материалов (методика аналогична используемой при расчете трансформаторов).

7.15. Магнитоуправляемые герметизированные контакты

Электрические контакты в значительной степени подвергаются атмосферным воздействиям. Герметичные реле изолированы от внешней среды, однако внутри корпуса вследствие износа трущихся частей появляется металлическая пыль, а при нагреве — органические пары, выделяемые изоляционными материалами. На поверхностях контактов образуются непроводящие пленки, толщина которых со временем увеличивается, что приводит к росту переходного сопротивления контактов.

Для повышения надежности контакты помещают в герметичные стеклянные баллоны (рис. 7.32). Контактные пружины *2* и *3* изготовляют из ковара и покрывают медью для уменьшения электрического сопротивления на высоких частотах. Внутренние концы пружин перекрывают друг друга на 0,9 ... 1,2 мм и выполняют роль контактов; их покрывают золотом, родием или серебром. Стеклянный баллон *4* наполняют инертными газами или создают в нем вакуум. Такой контакт называется герметичным или сокращенно герконом. Управление герметичным контактом осуществляется магнитным полем катушки *1*. При включении питания на катушку контактные пружины намагничиваются и концы их притягиваются друг к другу, замыкая цепь контактов. При выключении питания контакт-

ные пружины под действием сил упругости размыкаются. Герметичный контакт вместе с катушкой управления называется язычковым реле. Язычковые реле могут состоять из одного или нескольких контактов на замыкание, размыкание или переключение.

Достоинством таких реле является простота конструкции. Сопротивление магнитоуправляемых контактов стабильнее, чем герметичных реле, и находится в пределах от 0,03 до 0,1 ... 0,2 Ом. Время срабатывания и отпускания язычковых реле примерно в три

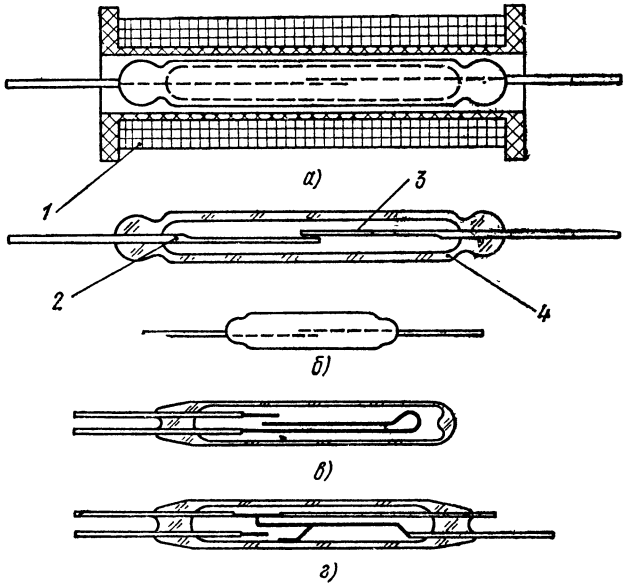


Рис. 7.32. Магнитоуправляемые герметизированные контакты:
а — общий вид, *б* — с нормально разомкнутыми контактами; *в* — с односторонними выводами, *г* — с переключающим контактом.

раза меньше, а износоустойчивость на один-два порядка выше, чем электромагнитных реле, и составляет $2 \cdot 10^8$ ... $2 \cdot 10^9$ коммутаций.

Недостатками магнитоуправляемых контактов являются: малая коммутируемая мощность (до 15 Вт), небольшое пробивное напряжение между контактами, хрупкость, меньшая виброустойчивость и большие габариты, чем в электромагнитных реле. После замыкания контактов пружины герконов продолжают колебаться с высокой частотой в течение нескольких миллисекунд. В них индуцируется мешающее напряжение шумов, уменьшающееся во времени.

Конструкция магнитоуправляемого контакта, показанная на рис. 7.32, *б*, является наиболее распространенной. Контактные замыкающие пружины расположены параллельно, выведены в противоположные стороны и впаяны в торцевые стенки цилиндриче-

ского стеклянного баллона. Эти контакты выпускаются двух типоразмеров: нормальные (КЭМ-1) и миниатюрные (КЭМ-2).

Если расположить постоянный магнит параллельно нормально разомкнутому магнитоуправляемому контакту, то он замкнется. Для размыкания контакта необходимо через катушку пропустить ток в таком направлении, чтобы созданный им магнитный поток размагнитил пружины магнитоуправляемого контакта. Комбинируя два магнитоуправляемых контакта: один с замыкающим, другой с размыкающим контактом, управляемых одной катушкой, можно получить поляризованное реле.

Для коммутации малых уровней токов и напряжений используются магнитоуправляемые контакты, пружины которых выведены в одну сторону (рис. 7.32, *в*). В такой конструкции э. д. с. шумов, наводимые в пружинах, вычитаются.

В магнитоуправляемый контакт с переключением (рис. 7.32, *г*) с одной стороны стеклянного баллона впаяно два коротких неподвижных контакта, а с другой —одна подвижная пружина. Один короткий контакт и подвижная пружина выполнены из ферромагнитного материала. Другой короткий контакт выполнен из немагнитного сплава. Если ток в катушке отсутствует, то подвижная пружина силой упругости прижимается к неподвижному контакту из немагнитного сплава. При включении питания пружина притягивается к ферромагнитному контакту.

Для защиты от внешних магнитных полей магнитоуправляемые контакты с катушками помещают в электромагнитные экраны.

7.16. Электромеханические фильтры

Электрические фильтры пропускают токи в определенной полосе частот. Токи с частотами, лежащими вне этой полосы, пропускаются с большим затуханием. Важнейшей характеристикой фильтров является избирательность. Она представляет собой зависимость затухания от частоты (см. рис. 7.35, *б*). Избирательность тем лучше, чем выше крутизна скатов характеристики затухания, больше затухание в полосе непропускания и меньше затухание в полосе пропускания. Избирательность одно- или многозвенных *LC*-фильтров ограничивается их добротностью. Кроме удовлетворения требованиям по избирательности, фильтр должен обладать достаточной стабильностью параметров, механической прочностью, малой массой и др. Максимально удовлетворяют этим требованиям пьезоэлектрические и электромеханические фильтры.

В пьезоэлектрических фильтрах в качестве колебательных элементов применяются пластинки кварца, турмалина, титаната бария, ниобата бария, свинца и других материалов, обладающих пьезоэлектрическим эффектом. Пьезоэлектрический эффект может быть прямым и обратным. Если кубик пьезоэлектрика, например кварца (рис. 7.33), сжимать вдоль оси x или y, то на его гранях, перпендикулярных оси x, возникают электрические заряды разных

знаков. При растяжении кубика на гранях возникают заряды, знаки которых противоположны знакам зарядов, появляющихся при сжатии. Рассмотренный пьезоэффект называется прямым. Обратный пьезоэффект заключается в том, что пьезоэлектрик изменяет свои размеры (растягивается или сжимается), если к его граням приложить некоторую разность потенциалов. Прямой и обратный пьезоэффекты позволяют связать механические колебания пьезоэлектриков с электрическими колебаниями. Если к пьезоэлементу (пластинка из пьезоэлектрика) приложить переменное напряжение, то в нем возникнут механические колебания. Вследствие этого величина заряда на его поверхности будет изменяться. Скорость изме-

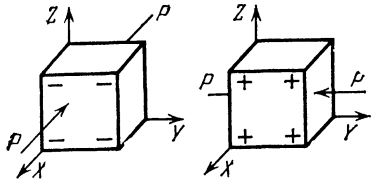


Рис. 7.33 Пьезоэлектрический эффект в кварце.

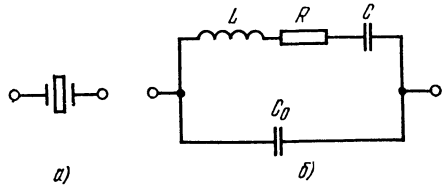


Рис. 7.34. Пьезоэлемент: *а* — обозначение, *б* — эквивалентная схема.

нения заряда по времени $dq/dt = i_q$ характеризует пьезоэлектрический ток, протекающий через пластинку. Величина пьезоэлектрического тока зависит от частоты приложенного напряжения. Если частота приложенного напряжения равна частоте собственных механических колебаний пьезоэлемента, то амплитуда пьезоэлектрического тока достигает максимального значения.

Эквивалентная схема пьезоэлемента (рис. 7.34, *б*) может быть представлена последовательным колебательным контуром с параметрами L, C и R, параллельно которому подключена емкость электродов и монтажа C_0. Последовательный контур (L, C и R) определяет частоту первого или основного резонанса пластины—резонанса напряжения ($f_н$)

$$f_н = 1/2\pi \sqrt{LC}.$$

Резонанс тока $f_п$ возникает в параллельном контуре, образованном индуктивностью L и последовательным соединением конденсаторов C и C_0:

$$f_п = 1/2\pi \sqrt{LCC_0/(C + C_0)}. \qquad (7.43)$$

Часто́ты резонансов пьезоэлемента можно изменять, изменяя размеры пластины и величину C_0 путем выбора соотношения площади пластины к ее толщине. Пьезоэлементы как резонаторы характеризуются высокой механической добротностью, а их основные параметры слабо зависят от внешних условий. Таким образом, они обладают высокими эталонными свойствами. Пьезоэлектрики применяются для стабилизации частоты генераторов (кварц), в пьезо-

электрических преобразователях и фильтрах. Примерами являются восьмирезонаторные пьезоэлектрические фильтры типа ПФ1П, применяемые в приемниках с промежуточной частотой $f_{пч}$ = 465 кГц. Резонаторы этих фильтров выполнены из метаниобата бария-свинца (КНБС-47) и имеют форму дисков толщиной 0,5 ... 1 мм, диаметром 5,8 мм.

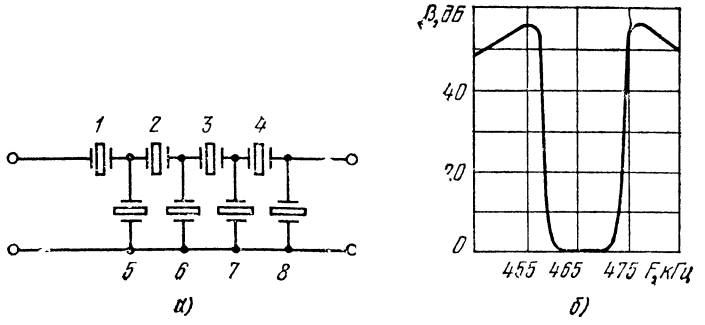


Рис. 7.35. Восьмирезонаторный фильтр:
а — схема; *б* — характеристика затухания.

Для обеспечения необходимой избирательности и полосы пропускания резонаторы соединяют в звенья (рис. 7.35, *а*). Фильтры ПФ1П выпускаются двух модификаций: ПФ1П-М с шириной по-

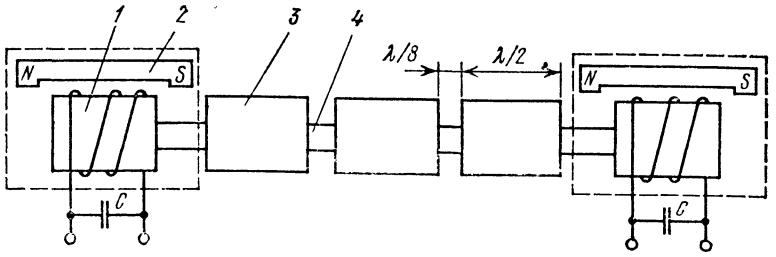


Рис. 7.36. Электромеханический полосовой фильтр

лосы пропускания 7 ... 9,5 кГц и ПФ1П-2 с шириной полосы пропускания 8,5 ... 12 кГц. Вносимое затухание в полосе пропускания — менее 8 дБ.

Электромеханические фильтры (ЭМФ) (рис. 7.36) строятся по принципу электрических. В качестве колебательных контуров в них используются высокодобротные механические резонаторы *3*, соединенные механическими связями *4*. Такая система связанных резонаторов является фильтром механических колебаний. На входе и выходе фильтров устанавливаются электромеханические преобразователи *1*. Преобразование электрических колебаний в механические на входе фильтра основано на использовании прямого эффек-

та магнитострикции. Прямой магнитострикционный эффект заключается в изменении размеров и формы ферромагнитных тел при намагничивании. Магнитострикционными материалами являются никель, пермаллой, кобальт, железо, феррит кобальта, феррит никеля и др. Ферромагнетик, помещенный в продольное магнитное поле, удлиняется или укорачивается в направлении поля. Знак деформации не зависит от направления магнитного поля, и, следовательно, магнитострикция является четной функцией напряженности магнитного поля.

Магнитострикционный преобразователь *1* (рис. 7.36) выполняется в виде катушки, в которую помещается стержень из магнитострикционного материала. Если к катушке подвести электрические колебания, то в стержне благодаря прямому магнитострикционному эффекту возникнут продольные механические колебания, которые с помощью механических связок передадутся резонаторам. Резонаторы представляют собой полуволновые разомкнутые на концах механические линии, выполненные в виде дисков, пластинок, цилиндриков или цилиндрических трубок, настроенные на определенную частоту. Добротность резонаторов может достигать нескольких тысяч, что обеспечивает высокую избирательность электромеханических фильтров. Для повышения стабильности резонаторы изготавливают из материалов инварной группы (железоникелевых сплавов) с малым ТКЛР. В выходном преобразователе используется обратный магнитострикционный эффект, который заключается в том, что при механическом воздействии на ферромагнетик, помещенный в магнитное поле, изменяется его намагниченность. Колебания последнего резонатора, выполненного из магнитострикционного материала, индуцируют в катушке, расположенной на нем, э. д. с. Постоянные магниты *2* создают начальную намагниченность B_0 для увеличения чувствительности преобразователя и для того, чтобы частота колебаний стержня совпадала с частотой электрических колебаний (рис. 7.37), так как при $B_0 = 0$ стержень будет колебаться с удвоенной частотой электрических колебаний.

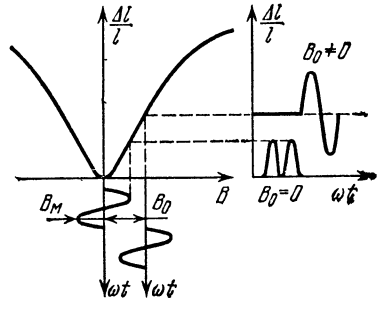


Рис. 7.37. Зависимость относительного изменения размеров пластины от величины подмагничивающего поля.

Для повышения эффективности преобразователя входной контур настраивается конденсатором C в резонанс с частотой электрических колебаний, а стержень выполняется как механический резонатор.

Электромеханические фильтры изготовляются на частоты 30... 500 кГц. Количество резонаторов определяется необходимой полосой пропускания и избирательностью. Для радиовещательных

приемников применяются пятирезонаторные пластинчатые фильтры ЭМФП-5-465-6, ЭМФП-5-465-9 и ЭМФП-5-465-13. В обозначении фильтра указывается тип фильтра, количество резонаторов, средняя частота настройки и ширина полосы пропускания. ЭМФ имеют малую массу и размеры; обладают трансформирующими свойствами; параметры их слабо зависят от нагрузки. Пьезоэлектрические фильтры имеют бо́льшую избирательность по сравнению с ЭФМ, но не обладают трансформирующими свойствами. Для согласования сопротивления пьезоэлектрического фильтра и преобразователя применяется дополнительный резонансный контур.

Пьезомеханические фильтры (ПМФ) сочетают свойства пьезоэлектрических и электромеханических фильтров. Звенья этих фильтров состоят из двух пьезоэлектрических резонаторов, механически соединенных металлической или диэлектрической связкой.

7.17. Электродинамические громкоговорители, основные характеристики и классификация

Динамический диффузорный громкоговоритель (рис. 7 38) представляет собой электроакустический преобразователь, предназначенный для излучения звука в свободное воздушное пространство. Он состоит из излучающей части — конического диффузора *2* и звуковой катушки, помещенной в постоянное магнитное поле. Переменный ток звуковой частоты, протекающий через цилиндрическую звуковую катушку, взаимодействует с постоянным магнитным полем, в которое помещена эта катушка. Под действием возникающей силы диффузор колеблется как поршень, излучая всей своей поверхностью. Так работает диффузор на низших частотах до определенной критической частоты. Эта область частотного диапазона называется поршневым участком колебаний диффузора. На высших частотах он излучает не весь, а «противофазными островками», что приводит к изрезанности характеристики направленности и неравномерности частотной характеристики громкоговорителя. Динамические громкоговорители имеют следующие основные характеристики:

1) полное электрическое сопротивление громкоговорителя $Z_{ем}$ — отношение переменного гармонического напряжения на зажимах звуковой катушки к протекающему через нее току. Полное сопротивление является комплексным и зависит от частоты питающего напряжения. Примерная зависимость полного электрического сопротивления динамического диффузорного громкоговорителя от частоты показана на рис. 7.39;

2) резонансная частота f_0 подвижной системы громкоговорителя — частота, при которой полное сопротивление максимально;

3) частотная характеристика громкоговорителя по звуковому давлению — зависимость звукового давления от частоты в точке, находящейся на фиксированном расстоянии от громкоговорителя вдоль его оси, при постоянном напряжении, подводимом к громко-

говорителю (см. рис. 7.42, *б*). Неравномерность частотной характеристики оценивается отношением максимального звукового давления к минимальному и выражается в децибелах;

4) полоса воспроизводимых частот — диапазон частот, в пределах которого неравномерность частотной характеристики не превышает заданной величины;

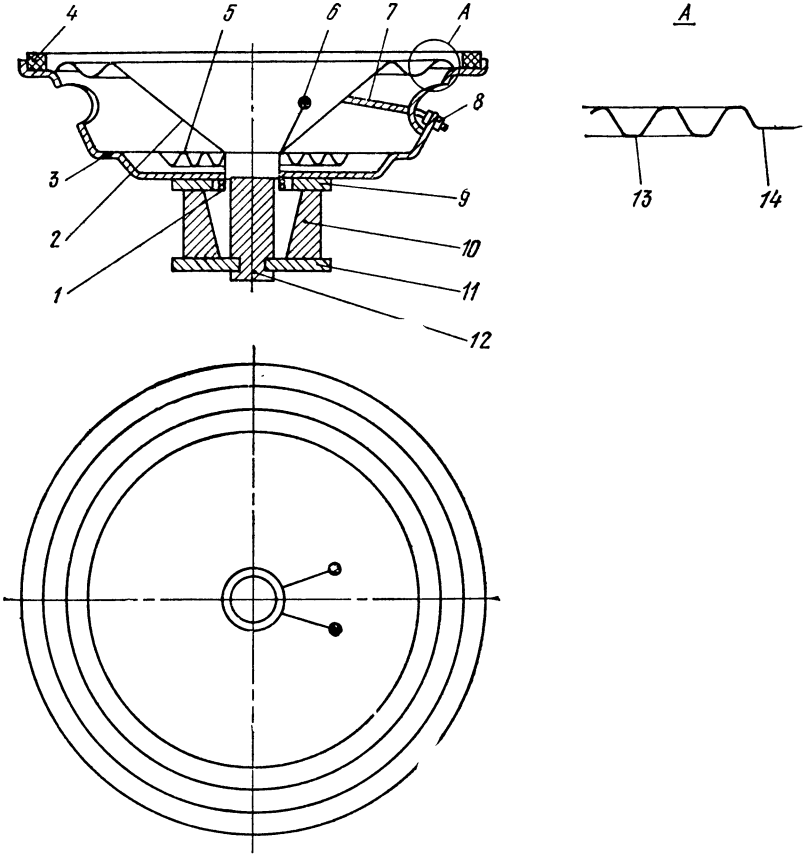


Рис. 7.38. Динамический громкоговоритель с кольцевым магнитом:

1 — звуковая катушка, *2* — диффузор, *3* — диффузородержатель, *4* — картонные секторы; *5* — шайба, *6* — переходные контакты; *7* — проводники; *8* — выходные контакты; *9*, *11* — фланцы, *10* — постоянный магнит; *12* — керн, *13* — подвес, *14* — воротник.

5) стандартное звуковое давление $p_{ст}$ — звуковое давление, развиваемое громкоговорителем на расстоянии 1 м вдоль его оси при подведении к нему напряжения, соответствующего мощности 0,1 В · А на частоте 1000 Гц;

6) характеристика направленности громкоговорителя — зависимость звукового давления в точке, находящейся на фиксированном расстоянии от центра внешней поверхности диффузора, от угла

α между осью громкоговорителя и направлением на данную точку. Характеристика направленности громкоговорителя зависит от частоты (рис. 7.40). Она расширяется с увеличением угла раствора диффузора и уменьшением его плотности;

7) нелинейные искажения — такие искажения, которые приводят к появлению при воспроизведении дополнительных состав-

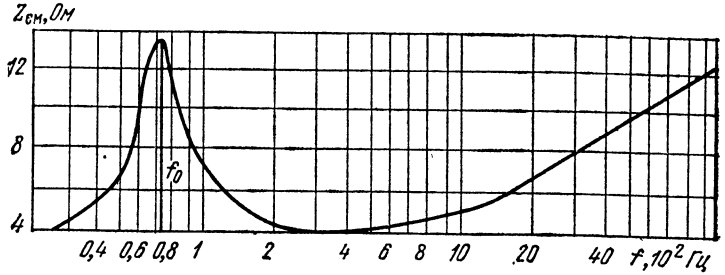


Рис. 7.39. Частотная характеристика полного сопротивления.

ляющих, отсутствующих в электрическом сигнале. Эти искажения возникают вследствие нелинейности гибкости подвесов подвижной системы, неоднородности магнитного поля в рабочем зазоре магнитной цепи, модуляции высокочастотных колебаний низкочастотными

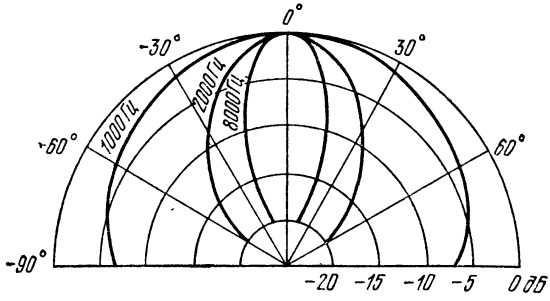


Рис. 7.40. Характеристика направленности громкоговорителя.

при одновременном их воспроизведении и других причин. Мерой нелинейных искажений является коэффициент нелинейных искажений;

8) номинальная мощность громкоговорителя — максимальная подводимая электрическая мощность переменного тока звуковой частоты, при которой коэффициент нелинейных искажений не выходит за пределы норм, допустимых для данного типа громкоговорителя. Номинальной мощности соответствует номинальное звуковое давление. Эффективность громкоговорителя оценивают по стандартному или по среднему стандартному звуковому давлению $p_{ст\ ср}$, которое представляет собой среднюю арифметическую

сумму ординат частотной характеристики стандартного звукового давления.

Динамические громкоговорители классифицируют по электроакустическим, конструктивным и эксплуатационным признакам.

По электроакустическим признакам громкоговорители делят:

1) в зависимости от величины среднего стандартного звукового давления — на громкоговорители нормальной (менее 0,2 Па), повышенной (не более 0,3 Па) и высокой (менее 0,4 Па) чувствительности;

2) по номинальной электрической мощности — на 15 типов (0,100; 0,250; 0,500; 1,00; 2,00; 3,00; 4,00; 6,00; 8,00; 10,0; 15,0; 20,0; 25,0; 30,0; 50,0 Вт);

3) по электрическому сопротивлению звуковой катушки — на 9 типов (2,0; 4,0; 8,0; 15,0; 25,0; 50,0; 100,0; 400,0; 800,0 Ом);

4) в зависимости от неравномерности частотной характеристики и номинальной мощности — на 18 рабочих диапазонов.

По конструктивным признакам различают громкоговорители:

1) простые, имеющие подвижную систему, состоящую из звуковой катушки и диффузора, и сложные, подвижная система которых содержит либо несколько катушек, либо несколько диффузоров. К сложным относятся также агрегаты из нескольких простых громкоговорителей, выполненных в виде единой конструкции;

2) с круглым, овальным или эллиптическим диффузорами;

3) с кольцевыми или керновыми постоянными магнитами.

По эксплуатационным признакам громкоговорители делятся на нормальные, предназначенные для эксплуатации в комнатных условиях, влагостойкие, для работы при пониженной температуре и повышенной влажности, и тропикоустойчивые, приспособленные для работы в условиях тропического климата.

7.18. Конструкции громкоговорителей и акустических систем

Динамический громкоговоритель с кольцевым магнитом (рис. 7.38) имеет подвижную систему, состоящую из диффузора *2*, к вершине которого приклеен каркас звуковой катушки *1*.

Основание диффузора заканчивается гофрированным подвесом *13*. Он предназначен для облегчения осевого и затруднения радиального перемещения диффузора. Плоский воротник *14* на конце гофрированного подвеса приклеивается к ободу металлического диффузородержателя *3*. Поверх воротника прикрепляются картонные секторы *4*. Диффузородержатель жестко соединяется с магнитной системой, включающей кольцевой постоянный магнит *10*, два фланца *9*, *11* и керн *12*. Один конец керна *12* запрессовывается в нижний фланец *11*, а между вторым концом керна и верхним фланцем *9* образуется кольцевой рабочий воздушный зазор магнитной цепи. В этот зазор помещается звуковая катушка *1*. К каркасу катушки или к вершине диффузора приклеивается центрирующая шайба *5*, воротник которой прикрепляется к диффузородержателю. Выводы

звуковой катушки приклеиваются к каркасу катушки и диффузору. Переходными контактами *6* и гибкими проводниками *7* соединяются с выходными контактами *8*, закрепленными на диффузородержателе с помощью резиновых амортизаторов. Магнитные системы динамических громкоговорителей с кольцевыми магнитами имеют большие внешние магнитные поля рассеяния. Поэтому они не могут приме-

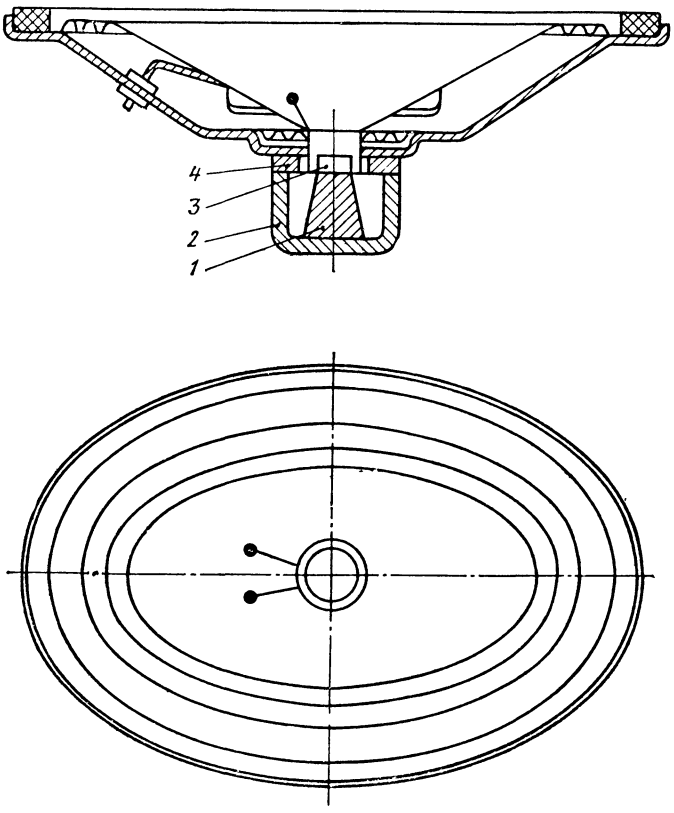
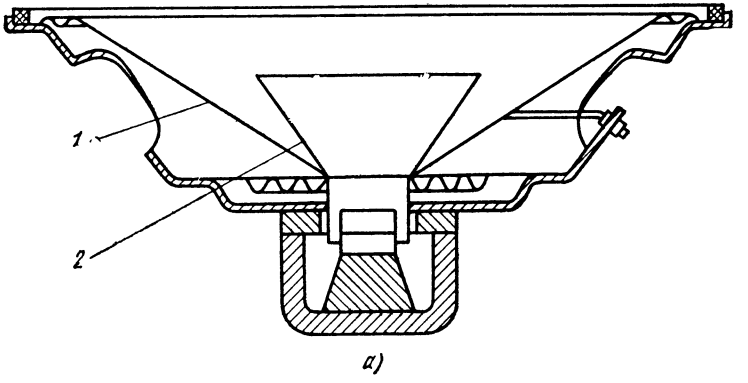


Рис. 7 41. Динамический громкоговоритель с эллиптическим диффузором и керновым магнитом.

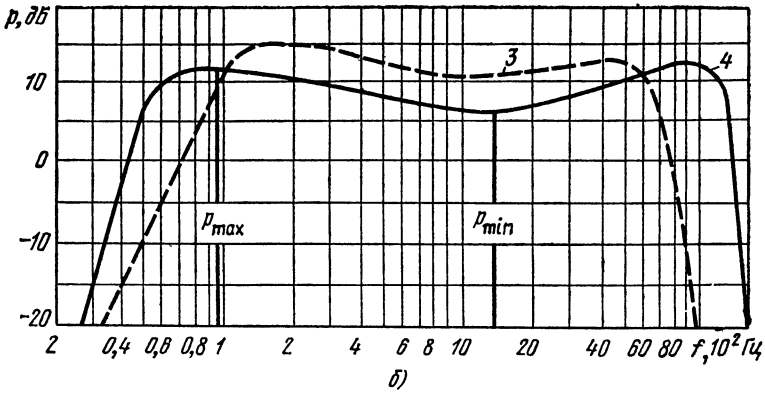
няться в телевизорах и радиоприемниках с внутренними магнитными антеннами.

Магнитные системы громкоговорителей с керновыми магнитами (рис. 7.41) благодаря экранирующему действию магнитопровода имеют малые внешние магнитные поля рассеяния. Применяются для громкоговорителей с овальными или эллиптическими диффузорами. Магнитная система состоит из кернового магнита *1*, магнитопровода *2*, выполненного в виде скобы или стакана, круглого полюсного наконечника *3* и фланца *4*.

Сложные громкоговорители имеют два диффузора или две звуковые катушки или состоят из нескольких громкоговорителей, соединенных конструктивно в единое целое. Громкоговоритель с двумя диффузорами показан на рис. 7.42, *а*. Диффузор *1* — обычный, а диффузор *2* имеет меньший угол раствора, вследствие чего обладает большей жесткостью и более эффективно воспроизводит высокие



а)



б)

Рис. 7.42. Громкоговоритель с двумя диффузорами:

а — конструкция; *б* — частотная характеристика; *1* — обычный диффузор; *2* — диффузор с малым углом раствора; *3* — частотная характеристика с обычным диффузором; *4* — частотная характеристика с дополнительным диффузором.

частоты. Из-за второго диффузора масса подвижной системы увеличивается и расширяется полоса воспроизведения в области нижних частот.

Коаксиальный громкоговоритель состоит из низкочастотного громкоговорителя, внутри большого диффузора которого помещен малый высокочастотный диффузорный громкоговоритель. Коаксиальные громкоговорители обеспечивают более равномерную час-

тотную характеристику, но конструктивно сложны и дороги. Применяются в высококачественных звуковоспроизводящих устройствах.

Электроакустические характеристики громкоговорителя в значительной степени зависят от конструкции и параметров диффузора.

Диффузор динамического громкоговорителя является его излучающим элементом и имеет коническую форму с прямой или криволинейной образующей. Криволинейная образующая представляет собой участок экспоненциальной кривой либо дугу окружности. Такая конструкция диффузора позволяет более эффективно воспроизводить высокие частоты. Диффузоры бывают круглые и овальные (эллиптические). Поскольку эффективное воспроизведение нижних частот начинается с резонансной частоты подвижной системы f_0, то для ее снижения увеличивают массу конической части диффузора или гибкость подвеса путем его утоньшения, применяют более эластичные материалы или смазку специальными пластификаторами.

В громкоговорителях широкого применения подвес диффузора отливают из бумажной массы вместе с конической частью. Подвесы состоят из одного или нескольких гофров, которые бывают синусоидального, пильчатого, трапецеидального или круглого профиля. Для эффективного воспроизведения высоких частот диффузор должен иметь достаточную жесткость. Расширить границу воспроизведения высоких частот можно также, разделяя коническую часть диффузора при помощи гофра или складки. При работе на высоких частотах гофр отключает часть диффузора, что уменьшает массу подвижной системы и улучшает эффективность воспроизведения.

Для изготовления диффузоров применяют сульфатцеллюлозу, сульфитцеллюлозу, соломенную целлюлозу, древесную массу, гигроскопическую вату, микрофонный войлок, льняное волокно. Для каждого типа громкоговорителя состав бумажной массы определяется экспериментально. Толщина диффузора зависит от мощности громкоговорителя. При изменении номинальной мощности громкоговорителей от 0,1 до 10 В · А толщина диффузора в средней части образующей увеличивается от 0,1 до 0,4 · 10^{-3} м [18].

Центрирующая шайба в динамическом громкоговорителе предназначена для фиксации положения звуковой катушки в зазоре магнитной цепи и обеспечения ее осевого перемещения. Применяются «паучковые» и гофрированные центрирующие шайбы. Паучковые шайбы (рис. 7.43) по конструктивному исполнению делятся на внутренние и внешние. Внутренние центрирующие шайбы помещаются внутрь конуса и прикрепляются центральной частью к керну магнитной цепи. Внешняя центрирующая шайба с одной стороны прикрепляется к наружной части вершины диффузора, а с другой — либо к магнитной цепи, либо к диффузородержателю. Паучковые шайбы изготовляют штамповкой из тонкого текстолита. Гофрированные центрирующие шайбы по конструктивному испол-

нению аналогичны гофрированным подвесам диффузоров и находят преимущественное применение, так как обеспечивают большую гибкость в осевом направлении и большую жесткость в радиальном. Изготовляют гофрированные шайбы из сульфатцеллюлозы, гигроскопической ваты, пропитанной лаком чалмы, канвы, майи, миткаля. Для пропитки применяют бакелитовую смолу, растворенную в спирте с касторовым маслом.

Звуковая катушка динамического громкоговорителя представляет собой обмотку из провода, намотанного на цилиндрический каркас. Каркас звуковой катушки маломощных громкоговорителей

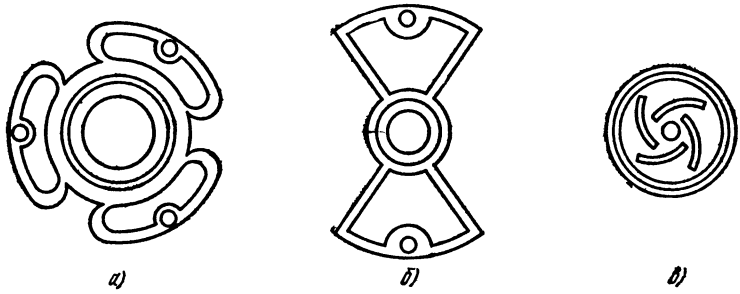


Рис. 7.43. Паучковые центрирующие шайбы:
а, б — внешние; *в* — внутренние.

изготовляется из кабельной бумаги, мощных — из алюминия, бронзы или пластмассы. Обмотка располагается на одном конце каркаса, второй конец приклеивается к диффузору. Чтобы увеличить механическую прочность и не допустить сползания витков в процессе работы, обмотку пропитывают лаком. Количество слоев обмотки звуковой катушки обязательно должно быть четным (для низкоомных звуковых катушек число слоев выбирают равным 2, а для высокоомных — 4 и более). Для подведения напряжения к выводам звуковой катушки применяют гибкие провода (ПШС, АТСДИ, мишурный провод, плетенку из тонкого медного провода и т. п.).

Магнитная система громкоговорителя предназначена для создания в рабочем зазоре необходимой магнитной индукции. Она влияет на форму частотной характеристики громкоговорителя и и стандартное звуковое давление. Чтобы индукция постоянного магнита оставались неизменной по его длине, применяют магнит с переменным сечением (конусообразной или ступенчатой формы). Для постоянных магнитов громкоговорителей общего применения используют магнитотвердые материалы с высокой магнитной энергией: ЮНДК-24, 2БА, ЮНДК-25БА и др. Применение таких сплавов позволяет конструировать громкоговорители с высокой чувствительностью и большим звуковым давлением при относительно малых размерах магнитной системы. Для магнитопроводов применяют

магнитомягкие материалы: низкоуглеродистые электротехнические стали, качественные конструкционные отожженные стали и т. п.

Диффузородержатель *3* (рис. 7.38) предназначен для установки элементов подвижной системы, магнитной системы и крепления громкоговорителя. Диффузородержатель должен обладать достаточной механической прочностью. Он имеет форму усеченного конуса с окнами, расположенными по образующей. Отверстия препятствуют образованию замкнутого воздушного объема между диффузором и диффузородержателем и облегчают сборку громкоговорителя. Диффузородержатели изготовляют из стали, сплавов алюминия и пластмасс. Установочные размеры диффузородержателей унифицированы.

Внешнее оформление, представляющее собой ящик или экран, предназначено для выравнивания частотной характеристики и механической защиты громкоговорителя. У громкоговорителя без внешнего оформления колебания, излучаемые передней и задней сторонами диффузора, имеют противоположные фазы, что приводит к снижению звукового давления на низких частотах. Это явление носит название «акустического короткого замыкания». Для предотвращения его громкоговоритель помещают в центре плоского экрана (рис. 7.44, *а*), размер которого l зависит от длины звуковой волны λ на нижней граничной частоте и находится из соотношения $l = \lambda/6$. Однако плоские экраны неудобны для размещения в жилых помещениях и не создают механической защиты. Более удобным внешним оформлением является ящик с открытой (с отверстиями) задней крышкой (рис. 7.44, *б*), который широко применяется в радиовещательных приемниках, телевизорах и магнитофонах.

Для внешнего оформления может применяться ящик с плотно закрытой задней крышкой, ящик-фазоинвертор, акустический лабиринт и др. Ящик можно рассматривать как согнутый экран. Если резонансная частота ящика в 1,5 ... 2 раза выше резонансной частоты громкоговорителя, то обеспечивается подъем низких частот и сглаживание частотной характеристики громкоговорителя. Ящик изготовляют из фанеры, столярной плиты и т. п. Толщина стенок ящика и тип материала зависят от нижней границы воспроизводимых частот и звукового давления. Отверстия под громкоговоритель во внешнем оформлении закрываются акустически прозрачными декоративными тканями. На внешнем оформлении не должно быть всякого рода обрамлений, жалюзей, украшений и т. п. Эти устройства образуют акустические контуры, резонансы и антирезонансы которых приводят к появлению пиков и провалов в частотной характеристике.

В зависимости от назначения и акустических требований к тому или иному устройству в нем могут использоваться простые акустические системы (одиночные громкоговорители) или сложные системы, состоящие из группы громкоговорителей.

Акустические системы радиовещательных приемников зависят от класса. По акустическим параметрам приемники делятся на пять

классов (высший, первый, второй, третий и четвертый). В радиоприемниках четвертого класса применяется один громкоговоритель, установленный на фронтальной панели, который воспроизодит полосу частоты от 200 до 6000 Гц. Акустические системы радиоприемников второго и третьего классов состоят из двух широкополосных громкоговорителей, включенных синфазно и работающих в одном и том же диапазоне частот, но имеющих различные резонансные частоты. Благодаря применению двух громкоговорителей улучшается воспроизведение низких частот, выравнивается частотная характеристика в области средних частот и получается более равномерная характеристика направленности.

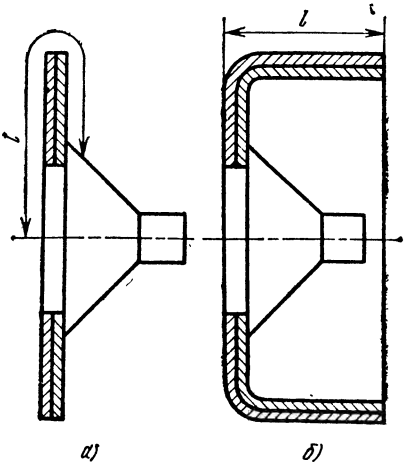


Рис 7.44. Внешнее оформление громкоговорителя:
а — плоский экран; *б* — ящик с открытой задней крышкой.

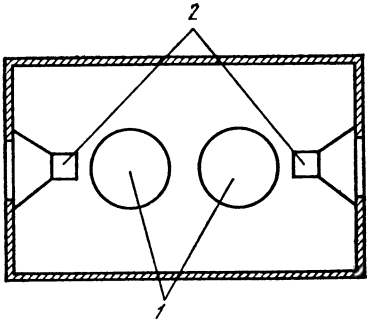


Рис. 7.45. Акустическая система радиоприемника первого класса.

В радиоприемниках первого класса применяют акустические системы (рис. 7.45), состоящие из двух фронтальных громкоговорителей *1*, воспроизводящих весь диапазон частот, и двух боковых *2*, воспроизводящих средние и высокие частоты. При таком расположении громкоговорителей характеристика направленности значительно расширяется, приближаясь к кругу во всем диапазоне частот.

В некоторых моделях радиоприемников и радиол высшего класса применяют трехканальные акустические системы. На фронтальной панели ящика размещают низко-, средне- и высокочастотные громкоговорители, а на боковых стенках устанавливают громкоговорители, воспроизводящие средние и высокие частоты.

Акустические системы телевизионных приемников состоят из одного или нескольких громкоговорителей, расположенных на фронтальной, нижней или боковых стенках ящика. Для получения достаточно хорошей характеристики направленности применяют громкоговорители с малым диаметром диффузора и высоким стандартным звуковым давлением.

Широкополосные акустические агрегаты представляют собой систему из нескольких простых громкоговорителей, расположенных в одном ящике. Они воспроизводят частоты от 40 до 20000 Гц и применяются для высококачественного звуковоспроизведения в жилых помещениях и клубах, а также для контроля звуковых передач в радиодомах и телевизионных центрах.

Для озвучивания площадей, улиц или больших закрытых помещений применяют звуковые колонки и радиальные громкоговорители. В звуковых колонках несколько динамических диффузорных громкоговорителей устанавливают по одной линии вертикально. Благодаря этому диаграмма направленности в вертикальной плоскости получается узкой, а в горизонтальной — широкой. Это позволяет сконцентрировать излучаемую мощность в нужном направлении. Радиальный громкоговоритель конструктивно выполнен в виде металлического конуса, внутри которого по образующей размещены диффузорные громкоговорители. Диаграмма направленности радиального громкоговорителя в горизонтальной плоскости представляет собой круг.

7.19. Расчет громкоговорителя

Для проектирования громкоговорителя должны быть заданы его основные параметры: номинальная мощность $P_е$, Вт; полное сопротивление громкоговорителя $Z_{ем}$, Ом; номинальный диапазон

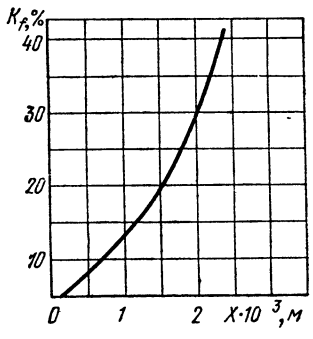


Рис. 7.46. Зависимость коэффициента нелинейных искажений от амплитуды колебаний подвижной системы громкоговорителя.

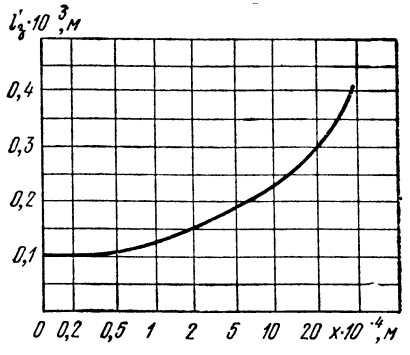


Рис. 7.47. Зависимость величины свободного воздушного зазора от амплитуды колебаний подвижной системы.

частот $f_н - f_в$; неравномерность частотной характеристики N, дБ; среднее номинальное звуковое давление $p_н$, Па; коэффициент нелинейных искажений на нижней граничной частот K_f, %; условия эксплуатации.

Целью конструктивного расчета является определение параметров звуковой катушки, диффузора, магнитной цепи.

1. Исходя из заданного коэффициента нелинейных искажений K_f на нижней граничной частоте $f_н$, по кривой рис. 7.46 определяем амплитуду колебаний подвижной системы x.

2. Определяем величину свободного воздушного зазора $l'_з$ (см. рис. 7.51), которая зависит от максимальной амплитуды колебаний подвижной системы. Эта зависимость приведена на рис. 7.47.

3. Находим по кривым рис. 7.48 удельную тепловую нагрузку P_t звуковой катушки.

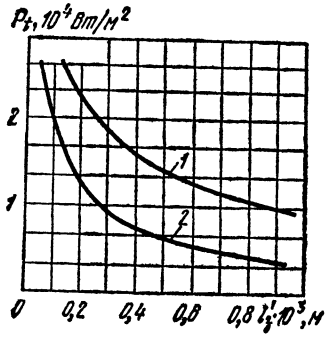


Рис. 7.48. Зависимость удельной тепловой нагрузки звуковой катушки от величины свободного воздушного зазора:
1) $t = 20°$ С; *2*) $t = 40°$ С.

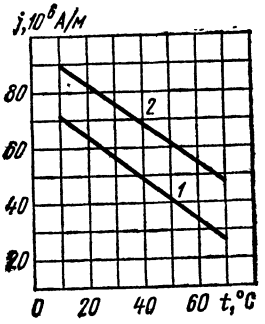


Рис. 7.49. Зависимость допустимой плотности тока воздушной звуковой катушки от температуры окружающей среды:
1 — для широкополосных и низкочастотных громкоговорителей; *2* — для высокочастотных громкоговорителей.

4. Определяем площадь боковой поверхности звуковой катушки

$$S_б = P_е/P_t \text{ [м}^2\text{]}.$$

5. Задав отношение диаметра звуковой катушки к ее высоте $k_к = d_к/h_к$, определяем диаметр звуковой катушки $d_к = \sqrt{S_б k_к/\pi}$, м. Для маломощных громкоговорителей $k_к = 3 \ldots 4$, для мощных — 4 ... 6.

6. Определяем диаметр керна магнитной цепи (рис. 7.51) $d_{кр} = d_к - 2l'_з$ [м]. Если рассчитанный диметр керна не совпадает с установленным рядом номиналов, то необходимо выбрать ближайший номинал и пересчитать размеры звуковой катушки.

7. Оределяем высоту катушки $h_к = d_к/k_к$ [м].

8. Определяем диаметр провода звуковой катушки

$$d = \sqrt{1{,}75 d_к^2 \, 10^{-7}/Z_{ем} k_к} \text{ [м]}.$$

По таблице проводов выбираем ближайший номинальный диаметр и определяем площадь сечения этого провода $S_{пр}$.

9. Проверяем выбранный провод на допустимую плотность тока Плотность тока в звуковой катушке $j = (1/S_{пр})\sqrt{P_е/Z_{ем}}$. На рис. 7.49 приведен график зависимости допустимой плотности тока от темпе-

ратуры окружающей среды. По значению температуры, при которой должен работать громкоговоритель, находим допустимое значение плотности тока и сравниваем с ранее найденным.

10. Принимаем число слоев звуковой катушки $c = 2$ и определяем число витков катушки $w = 2k_з h_к/d$, где $k_з$ — коэффициент заполнения, равный 0,9 ... 0,95. Число слоев звуковой катушки должно быть обязательно четным.

11. Определяем длину провода $l = \pi d_к w$ [м].

12. Выбрав материал для каркаса звуковой катушки и толщину каркаса δ, определяем толщину звуковой катушки $\Delta_к = 2d + \delta$ [м].

13. Определяем массу звуковой катушки $m_к = lS_{пр}\gamma$ [кг], где γ — плотность материала провода, кг/м^3.

Расчет конструктивных параметров диффузора

1. Выбираем состав бумажной массы диффузора, ее плотность γ и модуль упругости E (табл. 7.6).

Таблица 7.6

Характеристики материалов, применяемых для изготовления диффузоров и подвесов

Тип материала	$E \cdot 10^9$, Па	$\gamma \cdot 10^3$, кг/м^3
Бумага диффузорная с канифольно-парафиновой проклейкой	30	0,6
Диффузор из бумажной массы, пропитанной шапон-лаком с сухим остатком 0,4%	1,5	0,4
Шифон или миткаль, пропитанный раствором 15%-ного бакелитового лака	15	0,46

2. Определяем номинальное звуковое давление громкоговорителя с учетом завала частотной характеристики на нижней граничной частоте $p'_н = p_н \cdot 10^{-0.05N}$ [Па].

3. Определяем площадь излучающей поверхности диффузора

$$S_д = 0{,}128\, p'_н/xf^2_н \text{ [м}^2\text{]}.$$

4. Выбираем форму диффузора. Если диффузор круглый, то диаметр излучающей поверхности $D_д = \sqrt{4S_д/\pi}$ [м]. Для эллиптических диффузоров размеры малой и большой полуосей вычисляют по формулам

$$b = \sqrt{S_д/\pi\tau} \text{ [м]}, \quad a = \sqrt{\tau S_д/\pi} \text{ [м]},$$

где τ — отношение полуосей, которое выбирают равным одному из следующих значений: 1,5; 2,0; 2,5; 3,0; 4,0.

5. Для эффективного воспроизведения высоких частот диффузор должен иметь достаточную жесткость, определяемую углом раст-

вора конуса или радиусом кривизны его образующей. По графикам рис. 7.50 определяем угол раствора диффузора α или радиус кривизны R его образующей.

6. Выбрав по табл. 7.7 толщину диффузора $\Delta_д$, определяем его статическую массу

$$m_д = S_д \Delta_д \gamma / \sin(\alpha/2) \text{ [кг]}.$$

7. Определяем массу воздуха, колеблющегося перед диффузором $m_е = 0{,}435 \times \times D_д^3$ [кг].

8. Определяем массу подвижной системы $m = m_к + m_д + m_е$.

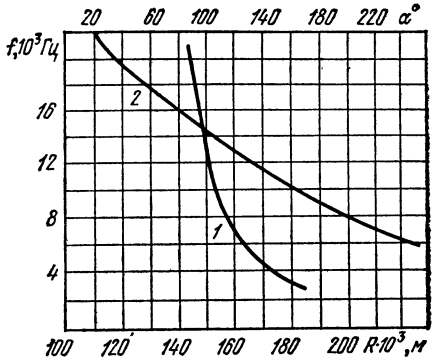


Рис. 7.50. Зависимость границы воспроизведения высоких частот:
1 — от угла раствора диффузора α; *2* — от радиуса кривизны R.

Таблица 7.7

Зависимость толщины диффузора от номинальной мощности громкоговорителя

Номинальная мощность $P_е$, Вт	0,1	1	2	5	10
Толщина диффузора в средней части образующей $\Delta_д \cdot 10^3$, м	0,1	0,2	0,25	0,3	0,4

Расчет магнитной цепи

1. Выбираем магнитную цепь с кольцевым или керновым магнитом, материал постоянного магнита и магнитопровода.

2. Определяем геометрические размеры зазора магнитной цепи (рис. 7.51) $l_з = \Delta_к + 2l'_з$ [м].

Высота рабочего зазора, при которой нелинейные искажения минимальны, определяется выражением $h_з = (0{,}8 \ldots 0{,}9)\ h_к$.

3. Определяем необходимую величину индукции в рабочем зазоре магнитной цепи исходя из заданных электроакустических параметров громкоговорителя

$$B_е = \frac{2\pi p_н m}{l S_д} \sqrt{\frac{Z_{ем}}{P_е}} \text{ [Вб/м]}.$$

4. Определяем объем магнита

$$V_м = \frac{\pi d_{кр} h_з l_з B_е^2}{B_d H_d \eta_м \mu_0} \text{ [м}^3\text{]},$$

где B_d — экономичная индукция, Вб/м^2; H_d — экономичная напряженность поля, А/м; $\eta_м$ — коэффициент использования магнита, равный 0,4 ... 0,6. Значения B_d и H_d берем из справочных таблиц.

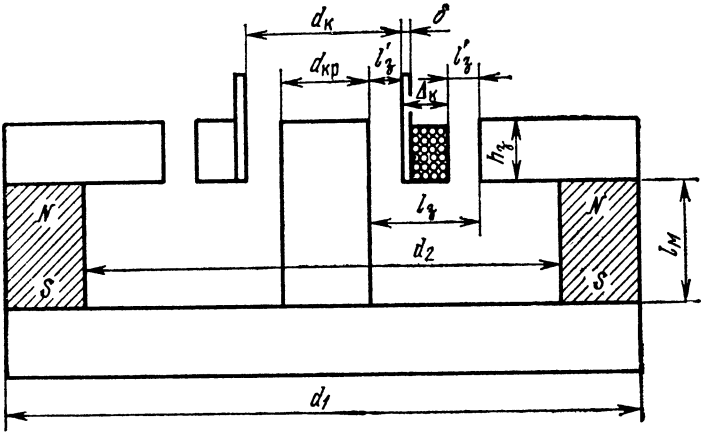


Рис. 7.51. Магнитная цепь.

5. Определяем магнитную проводимость рабочего зазора

$$G_e = \frac{\pi d_{кр} h_з}{l_в} \mu_0 \text{ [Вб/А]}.$$

6. Определяем длину магнита

$$l_м = \sqrt{\frac{V_м B_d \eta_м}{G_e H_d}} \text{ [м]}.$$

7. Находим площадь сечения магнита $S_м = V_м/l_м$ [м^2].

8. Для кольцевого магнита внутренний диаметр определяем по формуле

$$d_2 = d_{кр} \exp (2l_м l_з/k_в d_{кр} h_з) \text{ [м]},$$

где $k_в$ — коэффициент, изменяющийся от 0,1 до 0,4 (для кольцевых магнитов из феррита бария $k_в = 0{,}4$, для магнитных сплавов $k_в = 0{,}2$).

9. Определяем внешний диаметр кольцевого магнита

$$d_1 = \sqrt{4S_м/\pi + d_2^2} \text{ [м]}.$$

10. Для кернового магнита диаметр находим по формуле

$$d_1 = \sqrt{4S_м/\pi} \text{ [м]},$$

а внутренний диаметр стакана — по формуле пункта 9.

Глава 8

МОДУЛЬНЫЕ И МИКРОМОДУЛЬНЫЕ КОНСТРУКЦИИ

8.1. Функционально-узловой метод конструирования

При описании и анализе конструкций современной РЭА пользуются понятием структурного уровня, общепринятым в иерархических системах. К самому низкому, нулевому структурному уровню часто относят неделимые схемные элементы (Э), такие как резисторы, конденсаторы, линии задержки, трансформаторы, микросхемы и т. п.

К первому структурному уровню относят функциональные узлы (ФУ), собранные из элементов нулевого уровня. ФУ выполняют простейшие операции по преобразованию информации. Они являются конструктивно и технологически законченными устройствами, однако не могут применяться самостоятельно, вне связи с устройствами первого и высших уровней. Примером ФУ могут быть усилители, триггеры, простейшие дешифраторы и др.

ФУ объединяют в более сложные устройства — блоки, которые относят к элементам второго структурного уровня. Как и ФУ, они не имеют эксплуатационной автономности.

В сложной РЭА при централизованной компоновке блоки размещаются в общем каркасе и образуют стойку, шкаф или раму. Такое объединение блоков относят к третьему структурному уровню. К этому уровню относят также блоки, выполненные в виде законченных конструкций и имеющие самостоятельное применение. Например, измерительные приборы, бытовые приемники, магнитофоны и др.

Структурная схема конструкций РЭА представлена на рис. 8.1, примеры конструкций — на рис. 8.2. В некоторых случаях элементы отдельных уровней в конструкции РЭА могут отсутствовать — из элементов нулевого уровня могут строиться элементы второго или даже третьего уровня.

В конструировании современной РЭА имеется тенденция компоновать аппаратуру на базе элементов первого уровня — ФУ. Дискретные элементы являются вспомогательными и служат для согласования ФУ между собой, с органами управления и индикации. При этом ФУ унифицируются по конструктивным (геометри-

ческим и присоединительным) размерам. Два габаритных размера (длину и ширину) принимают постоянными, а третий размер (толщину) в зависимости от сложности узла изменяют в 1/2, 1/4 или в кратное число раз.

Метод конструирования, при котором аппаратура разбивается на структурные уровни, а в качестве базового элемента принимается ФУ, называется функционально-узловым. Функционально-узловой метод конструирования РЭА облегчает не только производство и эксплуатацию, но и разработку новой аппаратуры, особенно при ее массовом выпуске. Использование унифицированных узлов позволяет применять типовые конструкции блоков. Освоение промышленностью выпуска РЭА, собираемой из функциональных унифицированных узлов, производится в более короткие сроки, так как узловые конструкции блоков позволяют широко применять механизацию и автоматизацию процессов изготовления, сборки и наладки аппаратуры.

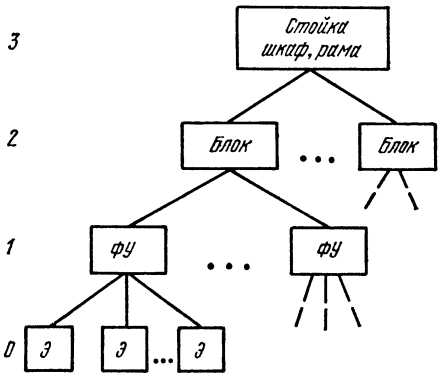


Рис. 8.1. Структурная схема конструкций РЭА.

Применение функционально-узлового метода существенно сказывается на стоимости и надежности конструируемой РЭА. Зависимость стоимости и надежности РЭА от количества ФУ является противоречивой. С одной стороны, при увеличении числа соединительных элементов и количества ФУ стоимость увеличивается, с другой стороны, за счет упрощения процессов сборки и регулировки стоимость уменьшается. При разделении РЭА на большое число ФУ из-за увеличения числа переходных соединений надежность уменьшается, однако за счет лучшей отработки конструкции надежность повышается. Таким образом, существует оптимум, нахождение которого позволяет конструировать РЭА минимальной стоимости или максимальной надежности.

При применении функционально-узлового метода улучшаются также эксплуатационные характеристики аппаратуры: упрощается обслуживание, повышается ремонтопригодность, поскольку идентичность ФУ позволяет легко заменять элементы, вышедшие из строя.

Функционально-узловой метод конструирования является основным при разработке РЭА в миниатюрном и микроминиатюрном исполнении. К основным направлениям микроминиатюризации относится применение уплотненного монтажа и микроэлектронных конструкций. Уплотненный монтаж заключается в рациональ-

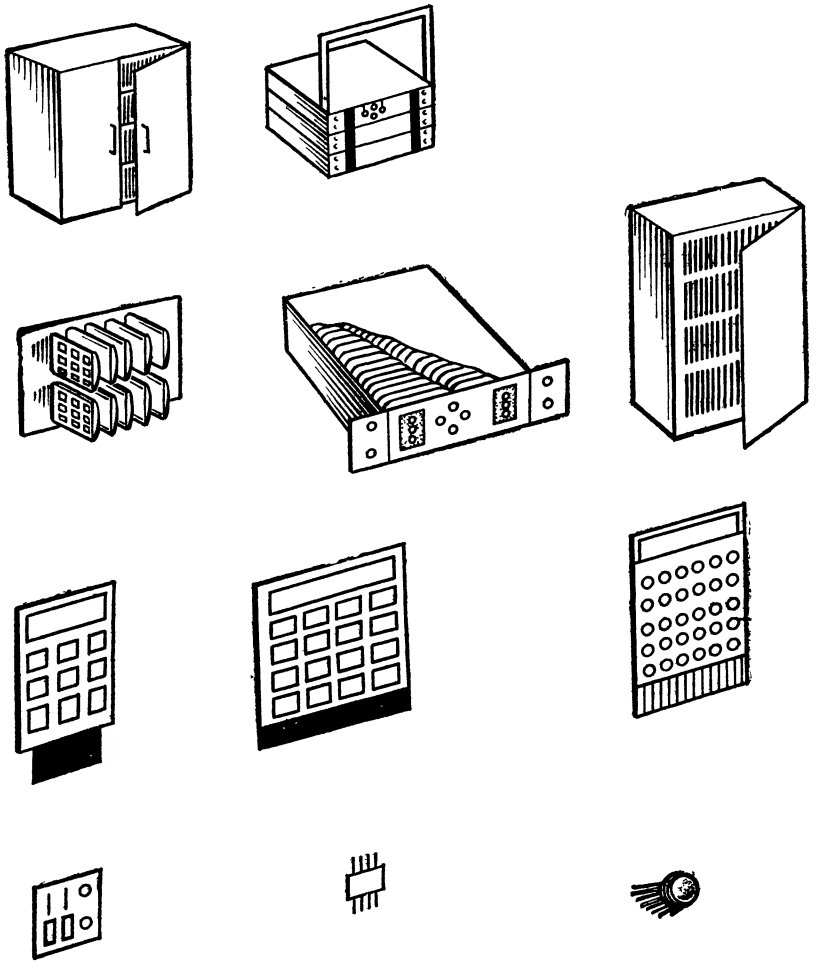


Рис. 8.2. Примеры конструкций РЭА.

ной компоновке блоков РЭА с применением малогабаритных элементов, модулей, микромодулей и охлаждающих устройств. Наименьшие габариты РЭА достигаются при применении микроэлектронных конструкций — интегральных микросхем и функциональных устройств.

8.2. Классификация модулей. Требования к конструкции

Модули можно классифицировать по следующим признакам:

1) по характеру монтажа — модули на печатном, объемном или смешанном монтаже;

2) по применяемым активным элементам — модули с применением ламп или полупроводников;

3) по конструктивному исполнению — одноплатные, межплатные, смешанные;

4) по способу защиты от внешних воздействий — открытого типа, покрытые лаковыми пленками, герметизированные;

5) по методу выполнения соединений — паяные, сварные;

6) по частотному диапазону — низко- и высокочастотные.

Наибольшее применение находят паяные модули на печатных платах с полупроводниковыми активными элементами. По сравнению с другими типами модулей они более технологичны и являются лучшими по большинству конструктивных и эксплуатационных характеристик. Поэтому в дальнейшем будет рассмотрено конструирование только этих модулей.

Для того чтобы модуль соответствовал назначению, при его разработке необходимо выполнить ряд конструктивно-технологических требований:

1. Должно быть обеспечено нормальное функционирование модуля в условиях дестабилизирующих воздействий среды. Это достигается соответствующим выбором навесных элементов, повышением жесткости их крепления, разработкой технологии изготовления печатной платы с учетом электромагнитных и тепловых воздействий, герметизацией и т. п.

2. Конструкция должна быть ремонтопригодной (необходимо обеспечить легкий доступ к элементам, особенно к подстроечным).

3. Элементы крепления печатного модуля в приборе должны обеспечивать механическую прочность и не допускать прогиба печатной платы.

4. Для заземления участков печатного рисунка дожны быть предусмотрены пустотелые заклепки, лепестки или другие элементы впаяные в монтажные отверстия.

5. Электрическая связь между модулями должна осуществляться через разъемы, соединительные планки, жгуты и т. п. Использование навесных элементов в качестве переходных не допускается.

6. Необходимо обращать особое внимание на обеспечение нормального температурного режима. Для этого теплочувствительные элементы нужно размещать на возможно большем расстоянии от нагревающихся элементов, выбирать элементы с высокой допустимой рабочей температурой, а если этого недостаточно, применять принудительное охлаждение.

8.3. Конструкции печатных плат

Опыт конструирования показывает, что в модулях целесообразно применять платы прямоугольной формы. Наиболее распространенными материалами для печатных плат являются гетинакс и стеклотекстолит. Эти материалы поддаются распиловке, вырубке, сверлению, точению и фрезерованию. Печатные платы из гетинакса имеют меньшую стоимость, однако их устойчивость к механическим и климатическим воздействиям хуже.

При изготовлении печатных плат травлением или комбинированным методом применяют фольгированные листы, при использовании других методов — листы из нефольгированного материала Наиболее часто применяют гетинакс электротехнический листовой, стеклотекстолит ВФТ-С, тропикоустойчивый стеклотекстолит СТ, стеклотекстолит СТЭФ, фольгированный гетинакс марок ГФ-1, ГФ-1-П, ГФ-2-П, ГФ-1-Н, ГФ-2-Н.

В процессе изготовления платы изоляционное основание подвергается воздействию химических реактивов, что может привести к его деформации. Кроме того, чем больше размеры печатной платы, тем меньше ее жесткость. С учетом этих факторов для печатных плат установлены максимальные размеры (табл. 8.1).

Таблица 8.1

Конструктивные размеры печатных плат

Толщина, мм	0,5	0,8	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
Длина стороны, мм	40	80	100	150	200	300	400

Диаметры отверстий под выводы навесных элементов определяются удобством их установки и качеством паяных соединений. С одной стороны, для упрощения установки навесных элементов зазор между выводом и отверстием должен быть большим. С другой стороны, чтобы обеспечить качественную пайку, зазор должен быть малым, так как пайка печатных плат в серийном производстве производится групповыми методами (пайка «волной» или «погружением») припоем ПОС-61, обладающим высокой жидкотекучестью. При больших зазорах припой будет вытекать из отверстий, в результате качество паяных соединений будет невысоким. На практике установлено, что эти противоречивые требования выполняются, если при химическом методе изготовления печатных плат и диаметре выводов $d_в < 1$ мм диаметры монтажных отверстий находятся по формуле $d_{отв} = [d_в + (0{,}2 \ldots 0{,}3)]$ [мм]. При $d_в > 1$ мм диаметры отверстий $d_{отв} = [d_в + (0{,}3 \ldots 04)]$ [мм]. Если плата изготавливается электрохимическим методом, диаметры металлизируемых отверстий следует выбирать в соответствии с табл. 8.2.

По технологическим соображениям необходимо, чтобы количество типоразмеров отверстий в печатной плате было минимальным. С этой целью рекомендуемые размеры отверстий выбирают с достаточно свободными допусками.

Для правильной сборки, упрощения монтажа и ремонтных работ печатная плата должна иметь:

1) базовые отверстия, располагаемые на возможно большем расстоянии друг от друга;

2) условные обозначения навесных элементов, нумерацию выводов полярных элементов.

Таблица 82

Параметры отверстий под выводы навесных элементов

Толщина изоляционного основания платы, мм	Диаметр вывода, мм	Диаметр отверстий, мм	Диаметр зенковки, мм
Не более 2,5	0,5...0,6 0,6...0,8 0,8...1,0 1,0...1,2	1,0 1,3 1,5 1,8	1,7 2,0 2,2 2,5
2,5...3	0,8...1,0 1,0...1,2 1,2...1,4	1,15 1,8 2,0	2,2 2,5 2,7

По краям печатной платы должны предусматриваться технологические зоны шириной не менее 2 мм, их нельзя занимать печатью и элементами.

При конструировании модулей и печатных плат применяется координатная сетка. Основной шаг координатной сетки в соответствии с ГОСТ 10317—72 равен 2,5 мм и, как исключение, для малогабаритных изделий с высокой плотностью заполнения платы проводниками — 0,5 мм. При машинных методах конструирования допускается применение координатной сетки с шагом 0,2; 0,625; 1,25 мм.

Центры всех отверстий под двухвыводные элементы должны располагаться в узлах координатной сетки. Центры отверстий под многовыводные элементы должны выполняться согласно ТУ на эти элементы, однако центры основного отверстия и одного из вспомогательных должны быть в узлах координатной сетки.

Координатную сетку можно не применять, если установка навесных элементов производится вручную и требования к конфигурации печатных проводников не жесткие.

8.4. Форма и расположение печатных проводников

Форма и расположение печатных проводников определяются электрической схемой устройства и технологическими методами получения проводников. Сечение проводника определяется допустимой плотностью тока и падением напряжения на нем. Допустимая плотность тока для проводников, полученных гальваническим методом, принимается равной 20 А/мм^2, для проводников, выполненных методом травления, — 30 А/мм^2. При этом перегрев проводников не превышает 25° С. Допустимое падение напряжения можно определить по формуле $\Delta U = \rho l I / bh$. Величина пробив-

ного напряжения между проводниками находится из соотношения $U_{пр} = (100 \ldots 200)\sqrt{pd}$, где p — давление, мм. рт. ст.; d — расстояние между проводниками, мм.

Приближенно величину паразитных емкостей при печатном монтаже можно определить соотношением $C_п = \varepsilon l_п k_п$, пФ, где $l_п$ — длина взаимного перекрытия проводников, см; $k_п$ — коэффициент пропорциональности, значения которого для наиболее характерных случаев приведены на рис. 8.3, *в*; ε — величина, зависящая от диэлектрической проницаемости платы $\varepsilon_{пл}$ и определяемая как $\varepsilon = 0{,}5\,(1 + \varepsilon_{пл})$ и $\varepsilon = \varepsilon_{пл}$ при расположении проводников на двух сторонах платы.

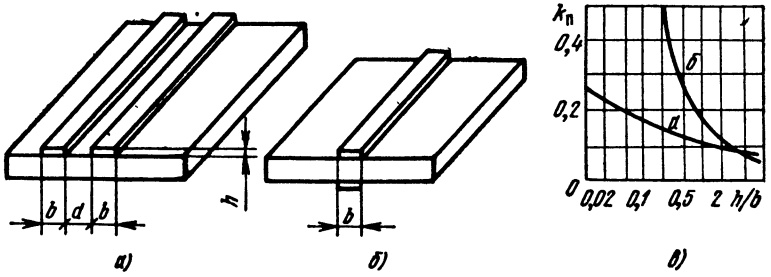


Рис. 8.3. Значение коэффициента пропорциональности для определения паразитных емкостей.

Проводники не должны иметь острых углов и переходов. Изменение направления проводника должно быть плавным, с радиусом закругления не менее 1 мм. Острые углы и переходы снижают механическую прочность сцепления токопровода с изоляционным основанием и при механической обработке платы, а также при нагреве во время пайки могут служить причиной его отслаивания. При машинных методах проектирования топологии печатных плат допускается изменять направление проводника на угол 90°.

Для качественного соединения выводов навесных элементов с проводниками последние должны иметь контактные площадки. При изготовлении платы методом химического травления диаметры контактных площадок принимают равными ($d_{отв}$ + 1,6) мм, при изготовлении плат гальваническим методом — ($d_{отв}$ + 1,2) мм. Если расстояние между контактными площадками мало, допускается их подрезка, однако требуемая площадь контактной площадки должна сохраняться.

Чтобы обеспечить связь между проводниками, расположенными на противоположных сторонах платы, используются гальванические и механические пустотелые заклепки, а также голый контактный провод.

Протяженность печатного проводника, исключая сеточные и импульсные цепи, не ограничивается, однако через каждые 70 ... 100 мм

целесообразно устанавливать дополнительные пустотелые заклепки. В печатных проводниках шириной более 2 мм следует делать вырезы произвольной формы, чтобы избежать отслаивания проводников при пайке групповыми методами (при разогреве из из материала платы выделяются газы, под действием которых проводники отслаиваются).

При односторонней печати по возможности следует избегать перекрестных соединений. Лучше иметь до10% перемычек по отношению к общему числу деталей, чем переходить на двусторонний монтаж.

Необходимо учитывать распределение магнитных и электрических полей проводников. Входные и выходные проводники необходимо располагать на противоположных частях платы. Между ними желательно прокладывать проводники с нулевым потенциалом. Проводники импульсных цепей должны быть минимальной длины и максимально удалены от других проводников. Не рекомендуется во избежание паразитных связей прокладывать проводники и перемычки параллельно проводникам, идущим по противоположной стороне платы. Не допускается размещать рядом проводники с высокой разностью потенциалов. Минимально допустимым является расстояние между проводниками 1 мм на каждые 100 В максимального напряжения.

При изготовлении печатной платы методом травления фольгированного материала возникает подтравливание проводников. Это приводит к некоторому уменьшению их ширины. При изготовлении платы методом гальванохимического осаждения происходит «наплыв» проводника, что приводит к уменьшению зазоров между проводниками и появлению «лохматостей» на кромках.

При проектировании печатных плат необходимо учитывать особенности выбранного технологического процесса. Если проводники наносятся гальванохимическим способом, то для уменьшения расхода меди на поверхности платы целесообразно иметь проводящий слой минимальной толщины. При травлении фольгированного материала на плате целесообразно иметь максимальное количество проводящего материала, так как при этом расходуется меньше травильного раствора.

8.5. Способы установки навесных деталей

Навесные элементы на печатную плату устанавливают, пропуская их выводы в монтажные отверстия. Далее выводы подгибают и запаивают. В каждом отверстии должен находиться только один вывод. Подгибка производится в сторону элемента на 1 ... 2 мм и, желательно, в сторону печатного проводника. Выводы не подгибают, если элемент является сменным, если он дополнительно крепится к печатной плате или если диаметр выводов больше 1 мм.

Размещать элементы на плате следует в определенном порядке, желательно так, чтобы направление наибольших механических

перегрузок, действующих на аппаратуру, было параллельно линии, проходящей через точки крепления элемента. Сменные элементы рекомендуется устанавливать в пустотелые заклепки или крепить на различного рода стойках, которые могут использоваться и в качестве контрольных точек (рис. 8.4).

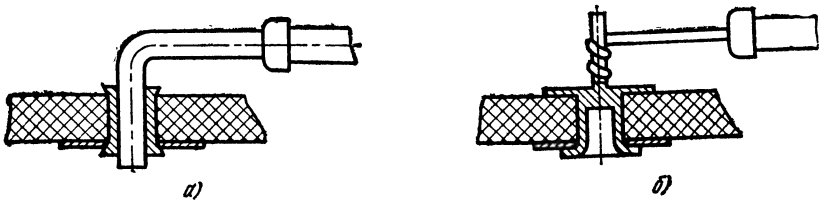


Рис. 8.4. Крепление сменных элементов:
а — при помощи пустотелой заклепки; *б* — при помощи стойки.

Навесные элементы на печатной плате могут быть прижаты вплотную к ней или приподняты над ней. При установке по первому способу конструкция является более устойчивой к механическим перегрузкам, однако этот способ применим только для одностороннего

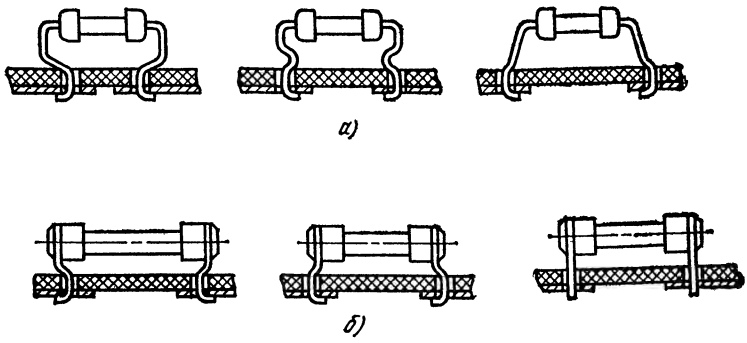


Рис. 8.5. Формовка круглых выводов (*а*) и плоских (*б*).

монтажа. Для двустороннего монтажа используют второй способ. Чтобы не происходило проваливания элементов при сборке, применяют формовку выводов (рис. 8.5). Тяжелые или специальные элементы (например, лампы типа «дробь») следует устанавливать на печатной плате с помощью держателей, повышающих прочность крепления (рис. 8.6, *б*). Полупроводниковые элементы можно крепить непосредственно за выводы путем пайки, приклеивания к плате, устанавливать с помощью держателей (рис. 8.6, *в*).

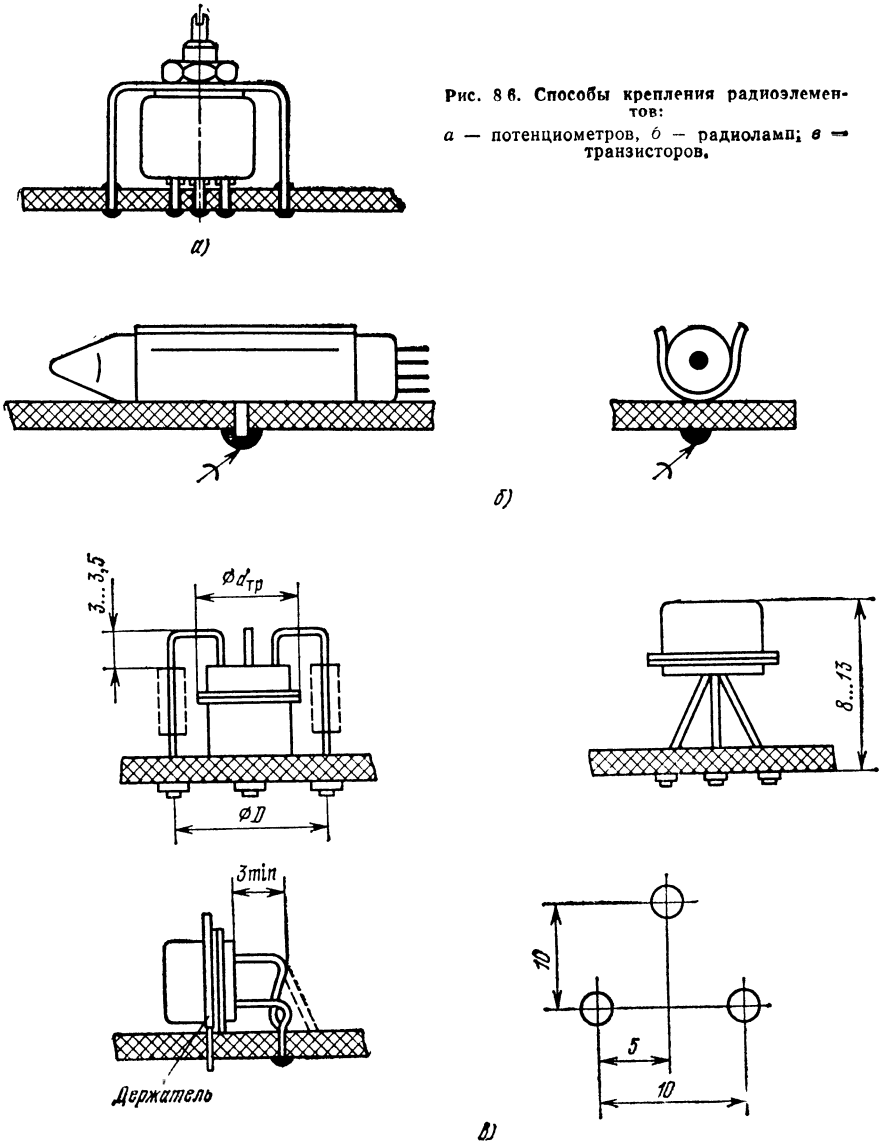


Рис. 8 6. Способы крепления радиоэлементов:

а — потенциометров, *б* — радиоламп; *в* — транзисторов.

8.6. Конструирование блоков на модульных функциональных узлах

Модули на шасси или объединительной плате можно устанавливать вертикально или горизонтально (рис. 8.7) и закреплять пайкой, с помощью разъемов или резьбовых соединений. Для осуществления электрической связи модулей применяют разъемы, жгуты, распаиваемые на платах и выходных разъемах блоков. Вертикальное расположение модулей улучшает использование объема и уменьшает массу блока. Однако ремонтопригодность, по сравне-

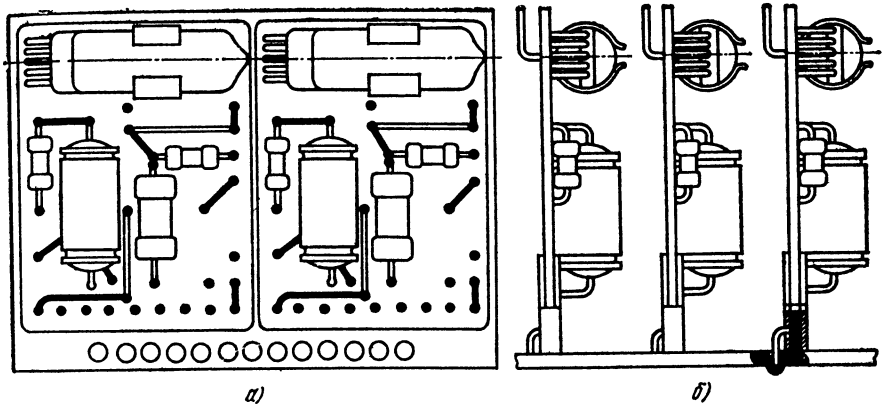


Рис. 8.7. Способы установки модулей в блоке:
а — горизонтально; *б* — вертикально.

нию с горизонтальной установкой, ухудшается. Элементы, не вошедшие в модуль, располагаются прямо на объединительной плате. Блоки РЭА могут собираться или непосредственно из модулей или из промежуточных сборок на объединительных платах. Первый вариант сборки применяется, если модули не типовые, а специально разработанные. В этом случае конструкции блоков по существу аналогичны конструкциям блоков на дискретных (отдельных) радиодеталях. Второй вариант сборки применяется чаще, поскольку в этом случае удается повысить ремонтопригодность и улучшить использование объема. Объединительная плата изготовляется из того же материала, что и печатные платы модулей, только для жесткости берется несколько толще (2 ... 3 мм). Для упрочнения конструкции часто применяется рамка, обрамляющая объединительную плату по периметру. Такая конструкция промежуточной сборки получила название кассеты. Кассета снабжается разъемом для сочленения со схемой блока, ручкой для удобства выемки и вставки и другими элементами, необходимыми для стопорения кассеты в блоке (рис. 8.8).

Помимо блоков кассетной конструкции изготовляются блоки «книжной» конструкции. В этих блоках сборки на модулях («страницы») располагают параллельно шасси устройства в несколько слоев. Объединительные платы закрепляются на шасси с помощью колонок, стоек, упоров, петель, шарниров и т. п.

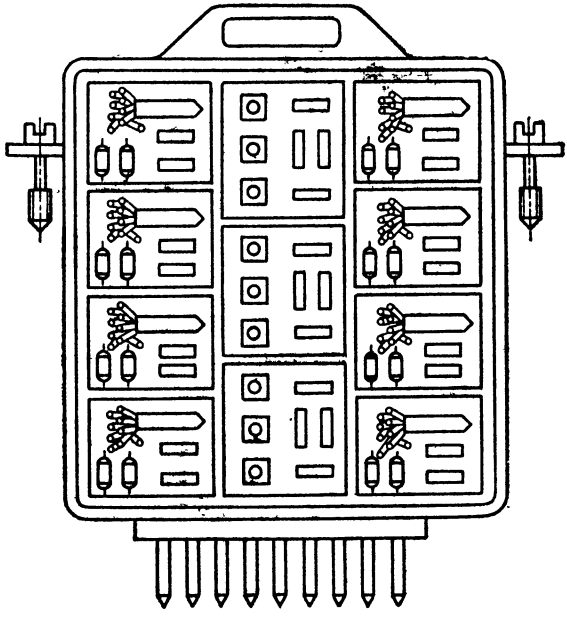


Рис. 8.8. Узел кассетной конструкции.

8.7. Многослойный печатный монтаж

В модулях с большой насыщенностью радиоэлементами широко применяется многослойный печатный монтаж. Многослойные печатные платы (МПП) обеспечивают высокую плотность монтажа, устойчивость к климатическим и механическим воздействиям, улучшают теплоотдачу. Вместе с тем многослойным платам свойственны и недостатки. К ним можно отнести большую трудоемкость проектирования, сложный и длительный цикл изготовления, жесткость допусков на размеры элементов печатной платы, низкую ремонтопригодность, снижение надежности из-за большого числа переходов из слоя в слой.

Конструктивно МПП выполняются гибкими и жесткими. Гибкие печатные платы изготавливаются из металлизированных эластичных листовых материалов, таких как фторопласт, лавсан, ацетилцеллюлоза и др. Механическая жесткость гибких МПП недостаточна, поэтому они используются преимущественно для коммутации. Для повышения жесткости их крепят к металлическому

основанию, что одновременно обеспечивает хороший отвод тепла. Жесткие печатные платы изготавливают путем соединения связующими веществами обычных однослойных или двуслойных печатных плат. Основным достоинством жестких МПП является то, что они служат несущими конструкциями, на которые можно устанавливать большое число элементов. Недостатком является сложность получения межконтактных соединений.

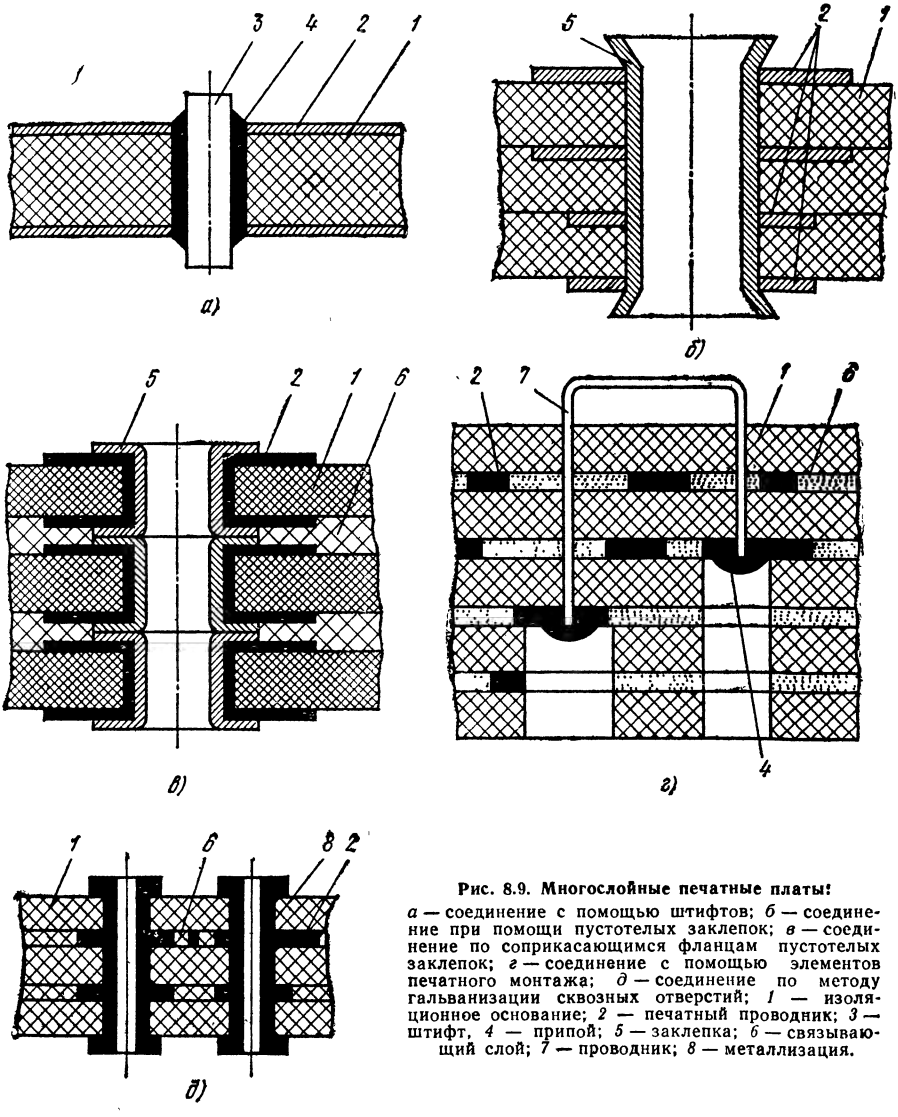


Рис. 8.9. Многослойные печатные платы:

а — соединение с помощью штифтов; *б* — соединение при помощи пустотелых заклепок; *в* — соединение по соприкасающимся фланцам пустотелых заклепок; *г* — соединение с помощью элементов печатного монтажа; *д* — соединение по методу гальванизации сквозных отверстий; *1* — изоляционное основание; *2* — печатный проводник; *3* — штифт, *4* — припой; *5* — заклепка; *6* — связывающий слой; *7* — проводник; *8* — металлизация.

Межслойные соединения в МПП осуществляются при помощи штифтов, штырей, заклепок и лепестков. При соединении с помощью штифтов (рис. 8.9) в монтажные отверстия вставляются луженые штифты, через которые затем пропускается электрический ток. Под действием тока припой оплавляется и печатные проводники, расположенные в различных слоях, припаиваются к штифту. При выполнении межслойных соединений с помощью пустотелых заклепок последние вставляются в отверстия МПП и развальцовываются (рис. 8.9, *б*). Электрический контакт между проводниками может осуществляться также по соприкасающимся фланцам пустотелых заклепок (рис. 8.9, *в*). Для межслойных соединений могут использоваться элементы печатного монтажа (метод открытых контактных площадок). При этом отдельные слои МПП изготавливаются из односторонних плат, в которых вырубаются отверстия, так, чтобы после сборки к контактным площадкам имелся свободный доступ. Далее отдельные листы опрессовываются в МПП. Электрическая связь между слоями образуется при пайке выводов радиодеталей к открытым частям контактных площадок на различных слоях платы (рис. 8.9, *г*).

Одним из распространенных способов создания межслойных соединений является метод металлизации сквозных отверстий, в котором используется технология печатных плат комбинированным методом. По этому методу сначала собирают и склеивают пакет из отдельных слоев с монтажными проводниками на внутренних слоях. Далее в нужных местах сверлят отверстия и гальвано-химическим методом производят их металлизацию, что обеспечивает электрическую связь между слоями (рис. 8.9, *д*).

Существуют и другие методы получения многослойных печатных плат. Более подробно с ними можно ознакомиться в работе [20].

8.8. Конструирование микромодулей, терминология

Микромодули представляют собой функциональные узлы миниатюрной конструкции, собранные из радиокомпонентов специальной формы — микроэлементов. Микромодули имеют типовые габаритные и присоединительные размеры. Различают этажерочные, плоские и таблеточные микромодули.

Этажерочные микромодули до герметизации напоминают этажерку, горизонтальными полками которой являются микроэлементы, а вертикальными стойками — соединительные проводники. В плоских микромодулях миниатюрные радиоэлементы располагаются с двух сторон печатной платы, которая помещается в металлическую капсулу и заливается эпоксидным компаундом. Таблеточные микромодули представляют собой микромодули, в которых применяются радиодетали специальной, чаще цилиндрической, формы.

Наиболее широкое распространение получили микромодули этажерочной конструкции. К их преимуществам относятся: прос-

тота конструкции, возможность изготовления с помощью автоматизированного универсального оборудования, высокая надежность, значительная плотность заполнения объема (4—7 дет/см^3 для моноэлементных и10—20 дет/см^3 для полиэлементных микромодулей), совместимость по геометрическим размерам с такими объемными радиоэлементами, как контуры, кварцевые резонаторы и др., что обеспечивает минимальные потери объема в РЭА. К недостаткам микромодулей можно отнести: разновысотность, относительную сложность замены микромодулей, вышедших из строя, сложность изготовления печатной платы микроблока, значительные паразитные емкости (до 6,4 пФ).

При конструировании микромодульной РЭА применяется следующая терминология.

Микромодуль — функциональный модуль, составленный из деталей упорядоченной формы или элементов схемы, полученных интегральной технологией.

Микромодульный блок — конструктивно и технологически законченная часть РЭА, состоящая из микромодулей и микромодульных узлов, выполняющая частные функции.

Микроэлемент — микроплата с выполненным или установленным на ней радиоэлементом (резистором, диодом, транзистором и т. д.).

Полиэлемент — микроплата, на которой устанавливается или выполняется несколько радиоэлементов.

Ключ — вырез в одном из углов микроплаты, служащий для ее ориентации и определения порядка нумерации пазов.

Соединительный проводник — луженый провод, проходящий параллельно граням микромодуля и соединяющий пазы микроплат.

Перемычка — печатный или объемный проводник на микроплате, соединяющий пазы с определенными номерами.

Цоколевка микроэлемента — условное цифровое обозначение пазов микроплаты, с которыми соединены выводы радиоэлемента.

8.9. Микроэлементы

В микромодулях применяются микроэлементы различной конструкции. В этажерочных микромодулях радиодетали выполняются на изоляционном основании (микроплате) и отличаются друг от друга только по высоте. В плоских микромодулях применяются обычные радиодетали в миниатюрном исполнении: бескорпусные транзисторы, ниточные микрорезисторы, композиционные лакопленочные резисторы, керамические конденсаторы и т. п.

Основным элементом этажерочного микромодуля является керамическая микроплата с ключом в углу для ориентации при сборке и установке деталей (рис. 8.10). На каждой стороне платы имеется три металлизированных выреза (паза). Пазы нумеруются по часовой стрелке, начиная от короткой стороны ключа. В микромодуле микроплата может занимать несколько положений. Основным и нор-

мальным положением называется такое, когда ключ находится в левом верхнем углу и его бо́льшая сторона расположена горизонтально (рис. 8.10, *а*). Основным перевернутым положением называется такое, когда ключ также находится в верхнем левом углу, но его бо́льшая сторона расположена вертикально. Это положение получается из основного нормального поворотом микроплаты вокруг оси на 180° (рис. 8.10, *б*).

Микроплаты бывают трех видов: типовые, специальные и кроссировочные.

Типовая микроплата имеет толщину 0,3 ... 0,5 мм и служит основанием для печатных элементов и перемычек. Специальная микроплата имеет в зоне расположения деталей различные пазы и

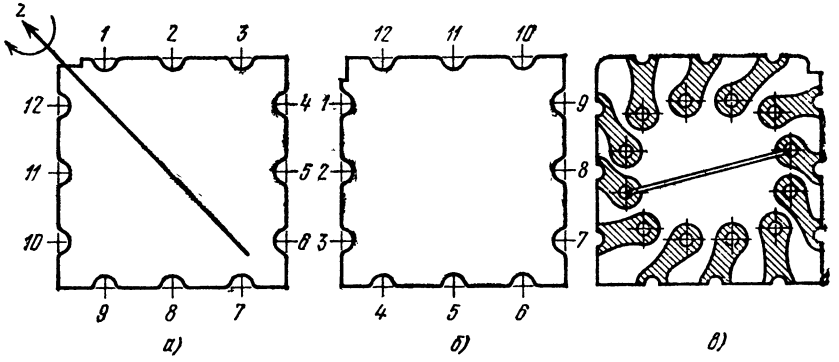


Рис. 8.10. Микроплата:
а — в нормальном положении; *б* — в перевернутом положении; *в* — кроссировочная микроплата.

выступы для установки радиоэлементов. Кроссировочная микроплата по размерам совпадает с типовой, но имеет 12 металлизированных отверстий, расположенных по периметру и соединенных печатными проводниками с соответствующими пазами микроплаты (рис. 8.10, *в*). Эта плата используется при макетировании.

Каждый вывод микроэлемента присоединяется к одному из пазов микроплаты. Микроплаты с двухвыводными неполярными элементами имеют цоколевку 1—4, 1—5, 1—8; с двухвыводными полярными элементами 1—6 (1—4, 2—5 применяются редко); с транзисторами 1—8—5 (база — коллектор — эмиттер). Плюсовой вывод полярных элементов (диодов и электролитических конденсаторов) подключается к пазу с меньшим номером. Многовыводные элементы (трансформаторы, контуры) имеют произвольную цоколевку. Перемычки обычно выполняются вжиганием серебра. Их рекомендуется располагать на одной микроплате.

В микромодулях широко применяются пленочные и микропроволочные резисторы: прецизионные металлопленочные резисторы С2-13, С2-14, С2-15; прецизионные высокочастотные металлопле-

ночные С2-10, С2-17; теплостойкие металлопленочные С2-6; ниточные станатные С2-12; ниточные лакопленочные микрорезисторы С3-3; лакопленочные С3-4 и проволочные постоянные резисторы С5-6, С5-18 (рис. 8.11). В микромодулях также применяются малогабаритные резисторы типа ВО, УЛИ, БЛП, МТ, МОН, КИМ и проволочные резисторы типа ПТМН, ПТМК и др. Переменные микрорезисторы выпускаются разнообразных конструкций. Они могут быть цилиндрическими, дисковыми, сдвоенными, с выключателем и т. д.

В микромодульных конструкциях применяются разные типы конденсаторов: керамические (КМК и К10), оксидно-металлические танталовые (К55-1), ниобиевые (К53-24), оксидно-полупроводни-

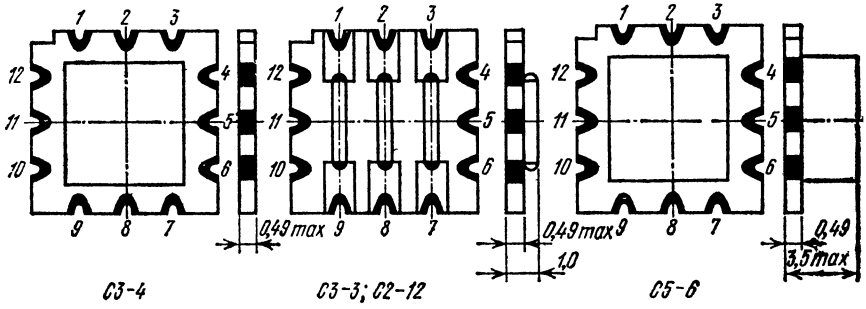


Рис. 8.11. Конструкции миниатюрных постоянных резисторов.

ковые (КОПП), пленочные (К74П-4, и КМПМ); широко применяются подстроечные конденсаторы (ММКТ-3/20) и керамические конденсаторы переменной емкости (КП4-3В, КП4-3Г) (рис. 8.12).

Простейшие микроминиатюрные катушки индуктивности добротностью 20 ... 40 имеют цилиндрический ферритовый сердечник, на котором располагается обмотка из тонкого медного провода. Индуктивность лежит в пределах от сотых долей микрогенри до нескольких миллигенри. Промышленностью выпускаются нормализованные микромодульные элементы с ферритовым и тороидальным сердечниками типа ИФМ, которые предназначены для работы в цепях переменного и постоянного токов до 5 мА. Они применяются в радиоэлектронных узлах, заливаемых компаундом. Катушка индуктивности устанавливается на стандартной керамической плате. Сверху на катушку надевается защитный пластмассовый колпачок, предохраняющий от попадания компаунда (рис. 8.13). Катушки с кольцевыми сердечниками типа ИФМ имеют номинальные значения индуктивности 1 ... 1600 мкГ с точностью $\pm 10\%$. Добротность катушек с номинальной индуктивностью до 1000 мкГ составляет 10 ... 50, а добротность катушек индуктивностью более 1000 мкГ — около 20. ТКИ катушек лежит в пределах $(1 \ldots 7{,}5) \cdot 10^{-3}$ 1/град.

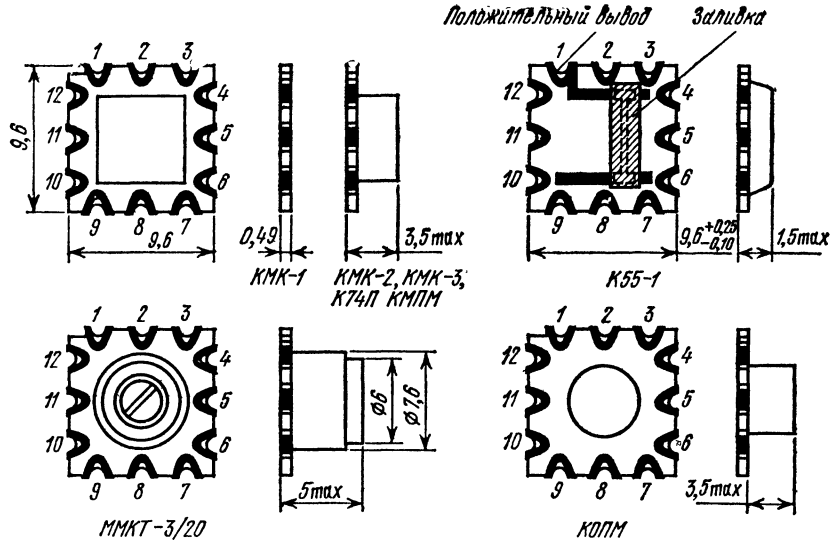


Рис. 8.12. Конструкции миниатюрных конденсаторов.

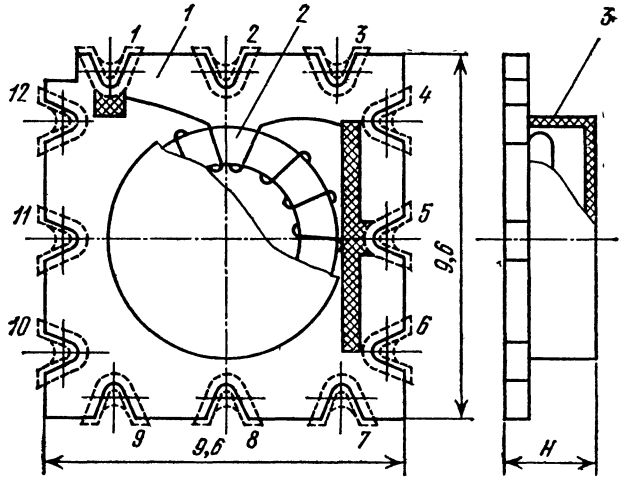


Рис. 8.13. Конструкция миниатюрной катушки индуктивности:
1 — микроплата; *2* — сердечник; *3* — защитный колпачок.

Промышленностью выпускаются нормализованные миниатюрные катушки постоянной индуктивности (МКИ) и катушки переменной индуктивности в микромодульном исполнении (рис. 8.14). Они предназначены для работы в цепях переменного и постоянного тока до 5 мА при максимальном напряжении на катушке до 100 В.

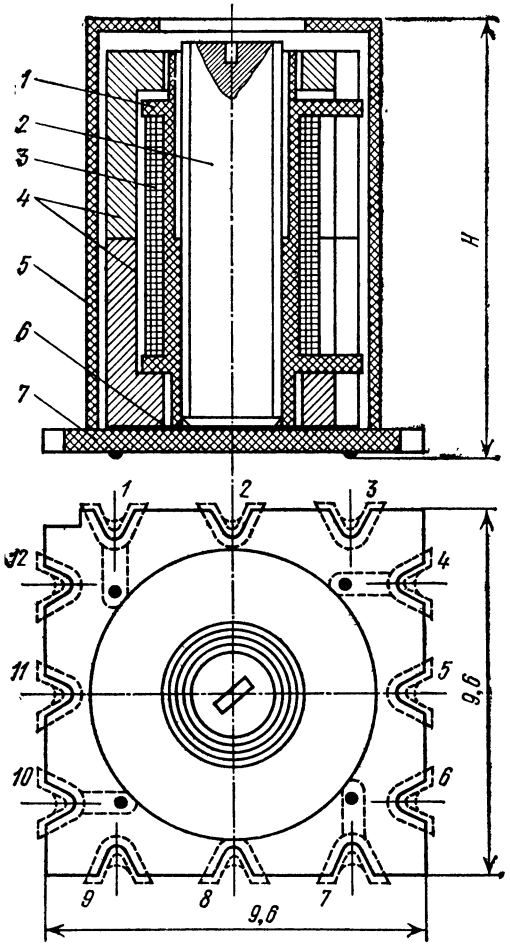


Рис. 8.14. Переменная миниатюрная катушка индуктивности:
1 — каркас; *2* — подстроечный сердечник; *3* — обмотка; *4* — ферритовый сердечник; *5* — защитный колпачок; *6* — микроплата; *7* — основание.

Катушка располагается в ферритовом чашечном сердечнике. Промышленностью выпускаются катушки с номинальным значением индуктивности 1 ... 315 мкГ, точностью ±(5 ... 10)% и добротностью 70 .. 80. Подгонка индуктивности производится цилиндрическим сердечником в пределах ±(10 ... 15)% Микромодульные катушки индуктивности предназначены для работы в интервале

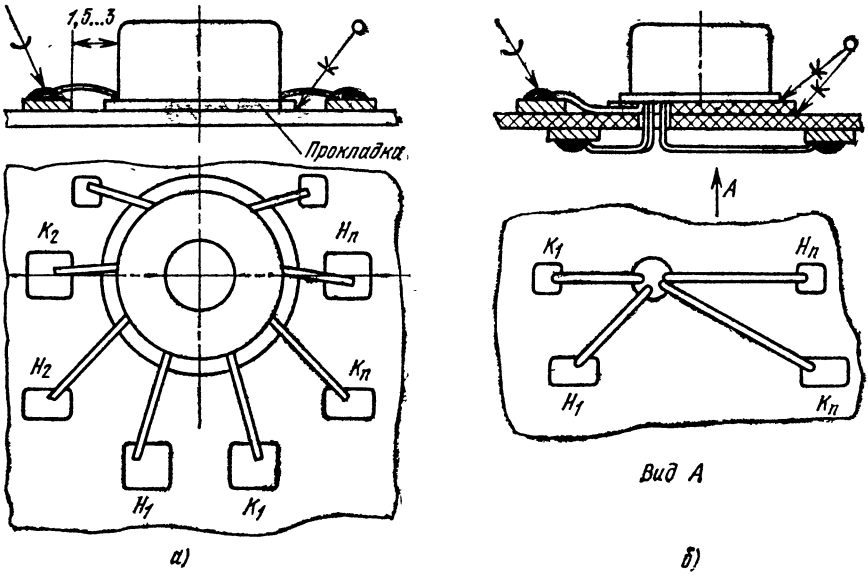


Рис. 8.15. Общий вид микротрансформатора ММТИ (*а*) и МТ (*б*).

температур —60 ... +85° С. В интервале температур от —60 до +20° С ТКИ катушек колеблется в пределах (200 ... 800) × × 10^{-6} 1/град. Для защиты миниатюрных индуктивностей от воздействий внешней среды их заливают компаундом. Залитые компаундом индуктивности выпускаются двух типов: МКИ-3 и МКИП-3.

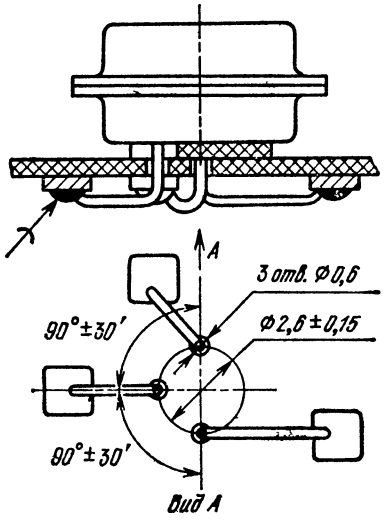


Рис. 8.16. Общий вид корпусного транзистора.

Микромодульные трансформаторы изготавливаются на тороидальных сердечниках из феррита и пермаллоя. Трансформаторы могут устанавливаться как на керамической микроплате, так и на печатной микроплате плоских микромодулей. Примеры конструкций импульсных трансформаторов типа ММТИ и МТ показаны рис. 8.15.

В микромодулях применяют активные микроэлементы — германиевые и кремниевые транзисторы двух типов: навесные и корпусные (рис. 8.16). Корпусы навесных транзисторов служат только для защиты кристалла в момент заливки. Корпусные микротранзи-

сторы отличаются от обычных только меньшими габаритами. Применение бескорпусных транзисторов обеспечивает более высокий коэффициент заполнения микромодуля по объему, однако электрические параметры этих транзисторов хуже, чем корпусных. Наибольшее применение в микромодулях нашли германиевые диоды типа МДЗ и кремневые 2Д520 А в стеклянной трубке с заваренными выводами. Подобно диодам 2Д502 микромодульные стабилитроны (2С180А—2С213А, 2С33Б—2С168Б) выпускаются в металлостеклянных корпусах таблеточного типа.

Описанный класс микроэлементов является неполным. В микромодулях используются и другие элементы, в большинстве случаев частного применения, разработанные с учетом специфики конкретных устройств.

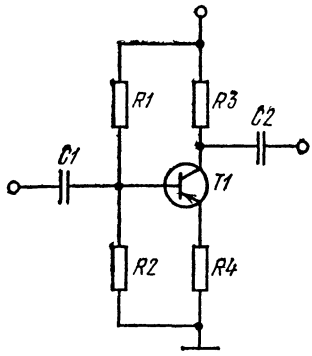
8.10. Конструирование этажерочных микромодулей

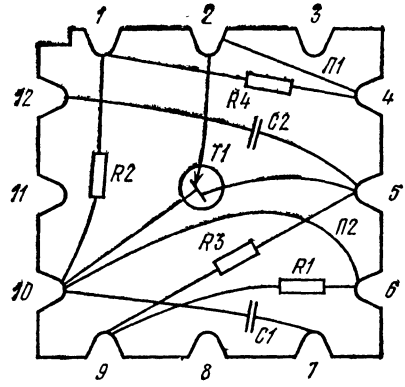
Конструирование этажерочных микромодулей начинается с анализа принципиальной схемы, при котором определяются возможные нежелательные электрические и электромагнитные связи, элементы с большим числом выводов, элементы, рассеивающие тепло, подстроечные элементы. Далее составляется монтажная схема, которая представляет собой проекцию условных обозначений всех микроэлементов данного микромодуля на поле квадрата, по боковым сторонам которого нанесены номера вырезов микроплаты в нормальном положении. Например, на первый квадрат наносят условное обозначение микроэлемента по схеме с определенной цоколевкой и соединяют вырезы платы с его выводами. Записывают для данной цоколевки микроэлемента положение его микроплаты относительно нормального положения. Каждый последующий элемент выбирают с такой цоколевкой и устанавливают в такое положение, чтобы он, будучи нанесен на тот же квадрат, подсоединялся к вырезу микроплаты, обеспечивая соединение радиоэлементов по принципиальной схеме. Для увеличения коммутационных возможностей допускается применять микроплаты с перемычками, выполнять разрезы проводников, соединяющих микроплаты при сборке. Результаты, полученные в процессе составления монтажной схемы, заносятся в схему сборки. На схеме сборки указываются также положительный и отрицательный выводы полярных элементов, наименования выводов транзисторов, разрезы проводников. Свободные платы (без элементов и перемычек) представляются незаполненными вертикальными столбцами. Пример составления монтажной схемы и схемы сборки усилителя представлен на рис. 8.17.

При составлении схемы сборки следует руководствоваться следующими основными положениями:

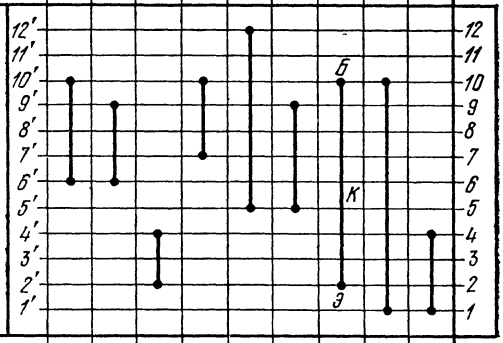
1) порядок записи микроэлементов и микроплат с перемычками определяет последовательность сборки;

2) с обеих сторон микромодуля для его защиты от повреждений при сборке рекомендуется устаналивать свободные микроплаты;





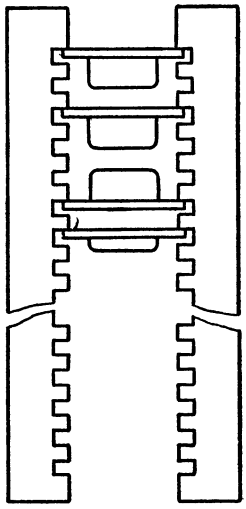
Номер позиции		9	8	7	6	5	4	3	2	1
Схемное обозначение микроэлемента		П2	R1	П1	C1	C2	R3	T1	R2	R4
Цоколевка микроэлемента		6-10	1-4	2-4	1-5	1-8	1-5	1-8-5	1-4	1-4
Положение микроплаты	Нормальное	0°		0°	180°			270°	270°	0°
Угол поворота в градусах	Перевернутое	·	270°			0°	270°			



Высота микроэлемента, мм, не более		0,49	0,49	0,49	1,8	2,2	0,49	3,5	0,49	0,49
Толщина микроплаты с учетом лужения, мм, не более		0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,49	0,97	0,49	0,49

Рис. 8.17. Схема сборки этажерочного микромодуля.

3) количество разрезов проводников должно быть не более двух на одну сторону микромодуля при их общем числе не более пяти. Разрезы могут быть сделаны в любом месте, кроме края проводника: их рекомендуется производить в местах, где зазор между микроплатами максимален;



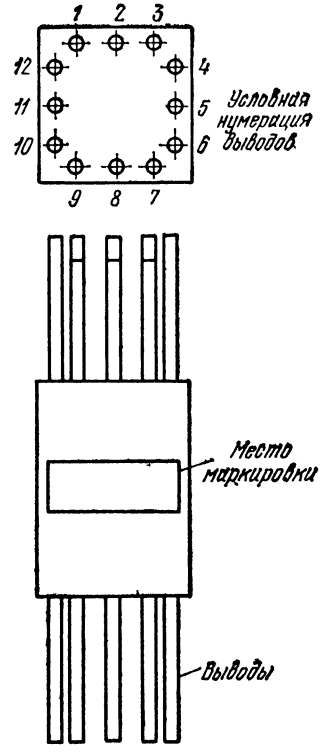


Рис. 8.18. Приспособление для сборки микромодуля.

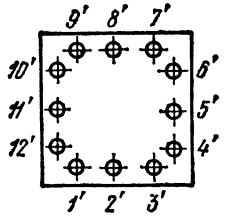


Рис. 8.19. Герметизированный микромодуль.

4) мощные микроэлементы рекомендуется разносить подальше друг от друга и размещать в нижней части микромодуля. Для уменьшения нежелательных связей допускается устанавливать между высокочастотными микроплатами металлизированные микроплаты, соединенные с корпусом;

5) вход и выход схемы рекомендуется разносить на противоположные грани;

6) микроэлементы с большим количеством внешних выводов рекомендуется размещать снизу, а настраиваемые — сверху.

После составления схемы сборки изготавливают макет микромодуля. Макет испытывают на соответствие техническим требованиям. Нежелательные элекромагнитные связи устраняют, изменив расположение микроэлементов и установив дополнительные металлизированные микроплаты.

После сборки микроэлементов, которая осуществляется с помощью специальных приспособлений — гребенок (рис. 8.18), производится их пайка путем нагрева луженых проводников, помещенных в металлизированные пазы микроплат. Для защиты микроэлементов собранный модуль заливают эпоксидными компаундами. Заливка производится в специальные формы с последующей выемкой микромодуля или непосредственно в корпусе микромодуля (капсулирование). При заливке вторым способом модуль помещается в алюминиевую капсулу,заливается пенопластом, а затем герметизируется с торца эпоксидным компаундом. Этот способ более надежно защищает микроэлементы от воздействий окружающей среды, обеспечивает электростатическое и электромагнитное экранирование.

После герметизации микромодуль представляет собой параллелепипед с основанием 11 × 11 мм и высотой от 5 до 25 мм (рекомендуемая высота 12,5 ... 15 мм). С одной или двух сторон микромодуля расположены выводы длиной 10 мм. Для цоколевки выводы 1—3 укорачивают на 1 мм. Ориентируясь на укороченные выводы, микромодули маркируют, нанося на грань 1, 2, 3—1′, 2′, 3′ шифр микромодуля и обозначение первого вывода в виде черточки или точки (рис. 8.19).

8.11. Конструирование плоских микромодулей

Плоский микромодуль представляет собой узел РЭА, выполненный из миниатюрных радиодеталей, смонтированных с одной или двух сторон печатной платы (рис. 8.20, *а*). Защита микромодуля от внешних воздействий осуществляется с помощью металлической капсулы и заливки компаундом. Плоские микромодули имеют одинаковую ширину 17,5 мм, высота и длина их может изменяться — длина увеличиваться через 4 мм, начиная с 9,5 мм, а высота равна 6,3 (предпочтительная высота 5,3 мм). Выводы выполняются жестким проводом и располагаются в углах четырехмиллиметровой координатной сетки (рис. 8.20, *б*).

Соединение микроэлементов с печатными проводниками производится пайкой или склеиванием. Для склеивания применяется токопроводящая паста контактол на основе серебряного порошка и связующего компаунда. Применение контактола позволяет выполнять соединения в более труднодоступных местах, чем при пайке. Однако технологический цикл монтажа из-за длительной просушки контактола увеличивается. Поэтому его применяют в тех случаях,

когда пайка недопустима. Плотность заполнения плоских микромодулей элементами составляет 4 ... 10 элем./см³. У плоских модулей монтажные емкости меньше, чем у этажерочных. Плоские микромодули обладают низкой технологичностью из-за трудностей

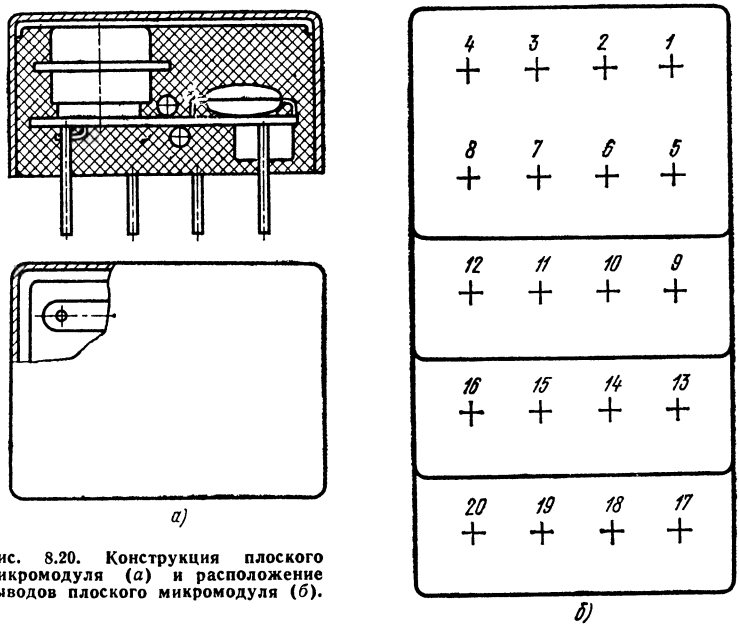


Рис. 8.20. Конструкция плоского микромодуля (*а*) и расположение выводов плоского микромодуля (*б*).

механизации процессов сборки и монтажа, плохой сопрягаемостью с другими радиоэлементами из-за малой высоты, низкой надежностью переходных контактов, особенно в случае применения контактола, из-за нарушения монтажных соединений при заливке в следствие усадки компаунда и при разогреве блока в процессе пайки.

8.12. Конструирование микромодульных блоков

Преимущество функционально-узлового метода конструирования в наибольшей мере проявляется при конструировании микромодульных блоков, в которых элементы первого уровня (микромодули) объединяются в элементы второго уровня (блоки). В микромодульных субблоках и блоках могут устанавливаться также дискретные узлы или элементы — трансформаторы, реле, резисторы, предохранители и т. д.

Основные особенности конструирования микромодульных субблоков и блоков определяются правильной геометрической формой микромодулей, а также тем, что эти элементы являются многовыводными. Одинаковая правильная форма микромодулей позволяет устанавливать их с небольшими промежутками, что позволяет получить большую плотность компоновки микромодулей в субблоках

и блоках и дает возможность провести широкую унификацию и стандартизацию конструктивных элементов блоков. Поскольку часть электрических соединений осуществляется внутри самого микромодуля, уменьшается число монтажных соединений, что также увеличивает плотность компоновки. В блоках микромодули располагаются на печатных платах. Шаг установки микромодулей должен быть кратным шагу координатной сетки. Между корпусом микромодуля и печатной платой нужно оставлять зазор 1,5 ... 2 мм для

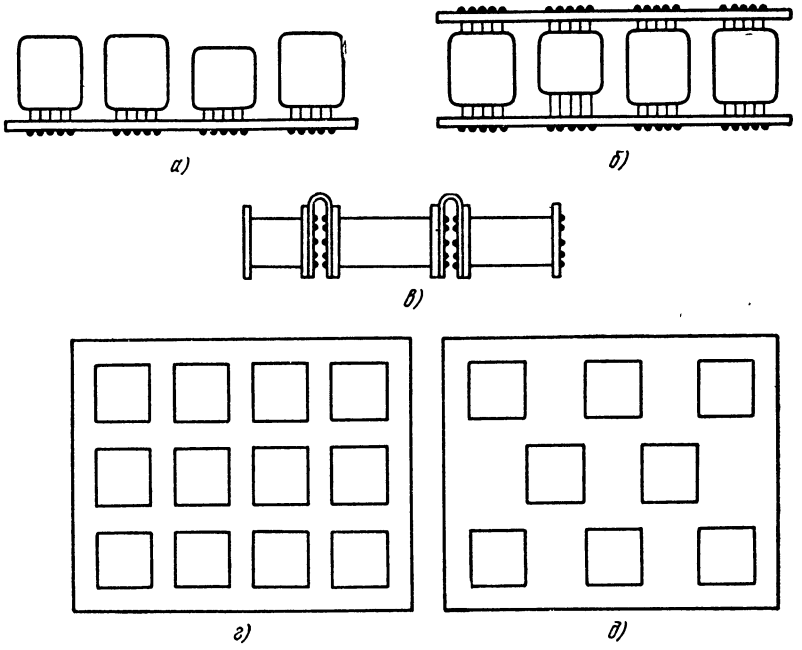


Рис. 8.21. Конструкция микромодульных блоков:
а — одноплатные; *б* — межплатные; *в* — линейные; *г* — установка рядами; *д* — установка в шахматном порядке.

прохождения лака с целью влагозащиты. Если микромодули устанавливаются на платы с односторонним печатным монтажом, допускается не оставлять зазор.

Субблоки по способу установки и соединения микромодулей делятся на одноплатные, межплатные и линейные. Одноплатные конструкции (рис. 8.21, *а*) имеют лучшую ремонтопригодность, но меньшие плотность компоновки и механическую прочность. В межплатных конструкциях (рис. 8.21, *б*) плотность компоновки сравнима с плотностью компоновки одноплатных соединений, однако механическая прочность выше и выполнение монтажных соединений проще. В линейных конструкциях (рис. 8.21, *в*) достигается наиболее высокая плотность компоновки, так как размеры микромодулей по высоте одинаковы.

Однако коммутационные возможности таких конструкций ограничены и монтажные соединения трудновыполнимы. На плате микромодули могут устанавливаться рядами (рис. 8.21, *г*) или в шахматном порядке (рис. 8.21, *д*). При установке в шахматном порядке повышается ремонтопригодность, улучшается тепловой режим, упрощается технология изготовления печатной платы, однако плотность компоновки микромодулей снижается. Плотность компоновки в этом случае может быть повышена за счет ухудше-

Таблица 8.3

Зависимость удельной площади $S_{уд}$ и коэффициента κ от числа микромодулей

Линейное расположение									Шахматное расположение					
двухрядное			трехрядное			четырехрядное			шестирядное			восьмирядное		
n	$S_{уд}$, мм²	κ	n	$S_{уд}$ мм²	κ	n	$S_{уд}$, мм²	κ	n	$S_{уд}$, мм²	κ	n	$S_{уд}$, мм²	κ
4	189	1,12	9	345	1,10	12	346	1,08	9	350	1,10	12	346	1,10
6	182	1,08	12	340	1,07	16	338	1,07	12	341	1,07	16	338	1,07
8	178	1,06	15	335	1,06	20	334	1,06	15	335	1,06	20	334	1,06
10	175	1,05	18	332	1,05	24	332	1,05	18	333	1,05	24	332	1,05
12	172	1,04	21	332	1,04	28	328	1,04	21	331	1,04	28	330	1,04

ния теплового режима, если микромодули на двух параллельно расположенных платах установить так, чтобы микромодули одной платы размещались в зазорах между микромодулями другой платы.

Компоновку микромодулей в блоках можно выполнить по следующей методике.

1. Найти площадь печатной платы S.

2. Определить площадь печатных плат, необходимую для размещения микромодулей, $S' = (B - 2a)(L - 2a)$, где B — ширина платы; L — длина платы; a — размер, учитывающий технологические зоны и места для размещения элементов крепления.

3. Найти количество модулей, которые можно разместить на печатной плате, $n = S'/1{,}1\ \kappa S_{уд}$, где $S_{уд}$ — удельная площадь, приходящаяся на один микромодуль; κ — коэффициент, учитывающий потери площади из-за элементов коммутации (табл. 8.3); 1,1 — коэффициент, учитывающий потери площади на зазоры между узлами.

4. Определить необходимое количество печатных плат $m = M/n$, где M — число микромодулей в блоке.

5. По величине m и высоте блока определить возможность размещения найденного количества плат в заданных габаритах блока.

Основными конструктивными элементами, обеспечивающими определенное положение печатных плат в пространстве, являются шасси или корпус блока, различные упоры, направляющие, шарни-

ры, стойки и т. п. При мелкосерийном производстве целесообразно применять штампованные, а при крупносерийном и массовом производстве — литые конструктивные элементы. Это обусловлено тем, что стоимость литейного оборудования высока, следовательно, его применение оправдано при выпуске изделий большими партиями.

Чтобы обеспечить требуемый тепловой режим, следует правильно располагать микромодули и дискретные элементы внутри блоков. Известно два основных способа размещения:

1) греющиеся и негреющиеся элементы чередуются в объеме блока, этим достигается выравнивание температурного поля;

2) греющиеся элементы размещаются по краям и в верхней части блока, где охлаждение более интенсивно.

Помимо правильного размещения элементов, тепловой режим может быть улучшен другими конструктивными методами. Для улучшения теплоотвода путем конвекции применяют вертикальную установку печатных плат, предусматривают специальные воздуховодные каналы, перфорации в кожухе и др. Наилучшие результаты обеспечивает принудительная вентиляция. Для улучшения теплоотвода путем теплопроводности используют теплоотводящие шины, имеющие хороший тепловой контакт с нагретыми элементами, а также с радиаторами, корпусами или другими массивными деталями блоков. Для улучшения теплового режима за счет лучеиспускания используют тепловые экраны и окраску греющихся элементов в цвета с большой степенью черноты.

Для защиты микромодульных блоков от влаги применяют покрытие лаком печатных плат с элементами. Для этого используют влагостойкие лаки, например лак типа УР-231. Лучшие результаты дает герметизация блоков в капсулы. Широко применяется размещение микромодульных блоков в металлические кожухи и последующая их заливка пенополиуретаном — легким пористым диэлектриком с низкой температурой затвердевания. При этом повышается механическая прочность конструкции, однако тепловой режим ухудшается.

8.13. Особенности конструкций интегральных микросхем

Плоские и этажерочные модули явились шагом вперед по сравнению с обычным навесным монтажом, так как позволили уменьшить массу и габариты аппаратуры, ускорить ее монтаж и ремонт. Однако размеры модулей нельзя уменьшать беспредельно, так как они ограничиваются размерами микроэлементов. В таких модулях большой объем занимают сами основания, число паяных соединений остается таким же, как и при обычном монтаже. Дальнейшее уменьшение массы и габаритов аппаратуры достигается использованием микроэлектронной технологии и новых принципов компоновки аппаратуры, позволяющих в прежних объемах размещать значительно большее число элементов. Основным направлением

в микроэлектронике является интегральная микроэлектроника, которая предложила ряд методов получения интегральных микросхем (ИМС). Интегральная микросхема является сложным функциональным устройством, все или часть элементов которого нераздельно связаны и электрически соединены между собой так, что оно рассматривается как отдельное изделие. При производстве ИМС все или часть элементов выполняются и электрически соединяются между собой в едином технологическом цикле. Для получения всех элементов ИМС необходимо выполнить такие же технологические операции, как и для одного наиболее сложного элемента. Надежность ИМС соответствует надежности дискретных элементов, что обеспечивает срок службы аппаратуры на ИМС значительно больший, чем срок службы аналогичной по функциональной сложности аппаратуры на дискретных элементах.

В зависимости от характера операций, выполняемых ИМС, они делятся на линейные (аналоговые) и цифровые. Линейные ИМС производят линейные операции над входными сигналами (усиление, интегрирование и т. п.). Цифровые ИМС выполняют переключательные функции в соответствии с логическими принципами построения триггерных, регистровых и других схем.

В соответствии с технологией изготовления и функциональным назначением ИМС имеют много разновидностей — пленочные, гибридные, полупроводниковые и т. п.

Пленочные ИМС. Все элементы пленочных ИМС наносятся в виде тонких пленок на пассивную диэлектрическую подложку, которая практически не оказывает влияния на электрические процессы, протекающие в схемах. Пленочные ИМС делятся на тонкопленочные (толщина наносимых пленок до $1 \cdot 10^{-6}$ м) и толстопленочные (толщина пленок свыше $1 \cdot 10^{-6}$ м). Элементы тонкопленочных ИМС получают из металлов (контактные площадки, соединительные проводники, резисторы, обкладки конденсаторов), диэлектриков (диэлектрические слои в конденсаторах, изолирующие и защитные покрытия) и полупроводников (резисторы, диоды, транзисторы). Однако до настоящего времени еще не удалось получить достаточно надежные и стабильные пленочные активные элементы. Поэтому пленочная технология применяется для резистивных, емкостных и резистивно-емкостных сборок. Пленки наносят методами вакуумного испарения и катодного распыления.

Гибридные ИМС. В этих микросхемах все пассивные элементы и соединительные проводники получают в пленочном исполнении, а в качестве активных элементов используют дискретные полупроводниковые приборы. Гибридные ИМС собирают в специальных корпусах (рис. 8.22, *а*) из изоляционных материалов. В гнезда корпуса закрепляют подложку с пленочными пассивными элементами *6*, бескорпусные транзисторы и диоды *4*. Выводы активных элементов соединяют микросваркой с контактными площадками *5* на подложке и выполняют необходимую коммутацию с контактными штырьками *7* корпуса. После этого корпус помещают в крышку-экран *9* и

герметизируют защитным компаундом. Гибридные ИМС отличаются простотой изготовления, дешевизной, высокой плотностью упаковки и применяются в устройствах с небольшим числом активных элементов.

Полупроводниковые ИМС (рис. 8.22, *б*). Все элементы таких ИМС (транзисторы, диоды, резисторы, конденсаторы и соединительные проводники) формируются в едином технологическом цикле в тонком приповерхностном слое монокристаллической пластины (обычно кремниевой (см. рис. 8.28)). На круглой подложке

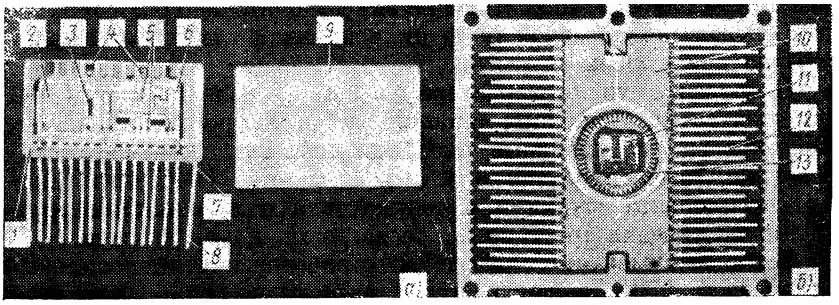


Рис. 8.22. Интегральные микросхемы:
а — гибридные; *б* — полупроводниковые; *1, 10* — корпус; *2* — конденсатор; *3* — резистор; *4* — транзисторы и диоды; *5* — контактные площадки; *6* — подложка; *7* — контактные штыри; *8, 12* — выводы микросхемы; *9* — крышка; *11* — кристаллы; *13* — контактные площадки.

диаметром 25 ... 60 мм и более одновременно получают от нескольких десятков до нескольких сотен одинаковых микросхем. После этого круглую пластину разрезают на прямоугольные пластинки (кристаллы) так, чтобы на каждую приходилось по одной микросхеме. Затем пластинку прикрепляют к основанию корпуса и, выполнив необходимые электрические соединения с внешними выводами, герметизируют. Кристаллы полупроводниковых ИМС имеют площадь от одного до десяти квадратных миллиметров, а число активных и пассивных элементов в них достигает сотен и тысяч. Основой технологии являются методы, разработанные при создании дискретных полупроводниковых приборов и получившие в технологии микросхем дальнейшее развитие.

Важнейшие технологические операции при создании полупроводниковых ИМС сводятся к образованию транзисторных структур. Разработано много различных по свойствам ИМС на биполярных транзисторах, состоящих из трех отдельных слоев полупроводникового материала с разными типами проводимости — коллектора, базы и эмиттера. Широко применяются полупроводниковые ИМС на основе униполярных МОП-транзисторов со структурой металл—окисел—полупроводник.

Для создания пассивных элементов полупроводниковых ИМС используют ту или иную часть транзисторной структуры, при этом изменяется только плоскостная конфигурация создаваемых элементов. Технология изготовления полупроводниковых ИМС более пригодна для создания активных, а не пассивных элементов, так как трудно получить диффузионные резисторы с малым разбросом сопротивлений и конденсаторы большой емкости.

В кристалле практически невозможно выполнить индуктивные элементы, поэтому применяют навесные катушки индуктивности или используют гираторы, реализующие индуктивность.

Чтобы исключить влияние элементов полупроводниковых ИМС друг на друга через кристалл, их электрически изолируют. Полупроводниковые ИМС применяют в сложной и надежной аппаратуре, имеющей малые габариты.

Совмещенные ИМС. Так как пассивные элементы проще реализовать в пленочном исполнении на пассивной подложке, а активные — в полупроводниковом, то естественным явилось совмещение этих двух технологий. На изоляционной подложке напыляют все пассивные элементы и проводники, а активные формируют на полупроводниковой пластине. Затем кристалл или несколько кристаллов с активными элементами закрепляют на пассивной подложке, выполняют необходимые соединения между ними и герметизируют схему. Эта технология объединяет лучшие стороны тонкопленочной и интегральной технологии и является перспективной.

Функциональные ИМС. Одним из новых направлений микроэлектроники является создание функциональных микросхем. Под функциональной микросхемой понимают ИМС, выполняющую сложную функцию и неделимую на отдельные элементы. Функциональные ИМС строятся не на принципах классической схемотехники, а на базе комплексного использования свойств кристаллов материалов. Примером могут служить приборы, созданные на основе эффекта Гана, когда кристаллы полупроводника, помещенного в сильное магнитное поле, генерируют СВЧ колебания. Интенсивное развитие микроэлектроники позволило использовать для создания функциональных узлов оптические явления, сверхпроводимость, электрохимические явления в жидких и твердых электролитах и т. д. Созданы большие гибридные интегральные микросхемы (БГИМС), содержащие до десяти тысяч элементов. В них вместо отдельных элементов уже используются интегральные узлы и даже целые субсистемы, объединяемые с помощью избирательных межэлектродных соединений. Переход к БГИМС означает дальнейшее усложнение функций, выполняемых ИМС, повышение надежности и снижение удельной стоимости элементов.

Интегральные микросхемы выпускают сериями. Каждая серия представляет собой функционально законченную систему ИМС, на основе которой могут создаваться приборы, специальные устройства, вычислительные машины.

8.14. Проектирование тонкопленочных гибридных интегральных микросхем

При проектировании гибридных ИМС возникает целый ряд трудностей, связанных с переводом объемной схемы в ее пленочный аналог. Схему, подлежащую миниатюризации, приходится разрабатывать с учетом большого числа требований: схема должна быть предельно простой; величины сопротивлений, емкостей и индуктивностей должны быть минимальными из-за ограниченной площади подложки; схема должна нормально функционировать при значительном (до 20 ... 30%) разбросе параметров входящих в нее элементов; количество навесных активных и пассивных компонентов должно быть минимальным; энергия, потребляемая схемой, должна быть по возможности малой. Необходимо также учитывать, что величины резисторов пленочных микросхем лежат в пределах от 50 Ом до 100 кОм с допуском ±10%. Увеличение точности пленочных резисторов связано с усложнением конструкции или введением в схему подстраиваемых резисторов, что увеличивает трудоемкость получения микросхем. Емкость тонкопленочных конденсаторов составляет 10 ... 5000 пФ с допуском ±(15 ... 20)%. Нижний предел ограничен погрешностью изготовления, а верхний — площадью подложки микросхемы.

Рабочая частота сигнала и его форма во многом определяют вид связи между каскадами микросхемы. При усилении низкочастотных сигналов применяется непосредственная связь между каскадами, что позволяет исключить навесные переходные конденсаторы. Однако это требует ужесточения допусков на сопротивления резисторов (до ±5%), что заставляет вводить в схему подстраиваемые пленочные резисторы повышенной точности. Если рабочая частота усилителя выше 7 ... 10 МГц, целесообразно применять емкостную связь между каскадами, что позволяет увеличить допуск на элементы до ±(10 ... 20)% и исключить трудоемкий процесс регулировки микросхемы. На характеристики гибридных ИМС оказывают влияние низкая добротность конденсаторов, большое сопротивление пленочных проводников (до единиц ом), токи утечки по поверхности подложки и защитного покрытия, паразитные связи между элементами и проводниками микросхемы (особенно на частотах выше 40 ... 60 МГц).

Учитывая перечисленные требования и ограничения, проектирование гибридных микросхем целесообразно проводить в два этапа. На первом этапе производится предварительный расчет схемы с учетом ограничений. На втором — экспериментальная проверка устройства и макетная доработка, после чего разрабатывается топологический чертеж и выбирается конструктивное оформление. По топологическому чертежу определяются величины элементов и связей и производится поверочный расчет микросхемы. Если результаты поверочного расчета окажутся неудовлетворительными, то микросхему подвергают повторной экспериментальной проверке

на макете. Производят корректировку топологического чертежа и т. д. Этот процесс отработки топологии продолжается до тех пор, пока не будут получены удовлетворительные результаты. После этого изготовляют экспериментальные образцы ИМС.

8.15. Конструирование элементов пленочных гибридных микросхем

Конструктивной основой пассивных элементов тонкопленочных гибридных микросхем является подложка, которая должна обладать высокой механической прочностью, большим удельным сопротивлением и малой диэлектрической проницаемостью, малым ТКЛР, равным ТКЛР пленки, химической инертностью, отсутствием газовыделения в вакууме, хорошей полируемостью поверхности. В качестве материала для подложек используются ситалл Ст-50-1, стекло бесщелочное С48-3 и С41-1, керамика 22ХС, высокоглиноземистая глазурованная керамика и др. Для микросхем повышенной мощности используют бериллиевую керамику, теплопроводность которой в сто раз выше, чем керамики 22ХС. В некоторых случаях для подложек может быть применена слюда мусковит или флогопит. Подложка для нанесения тонкопленочных элементов гибридных ИМС представляет собой четырехугольную пластинку 48 × 60 мм или кратных им размеров (в сторону уменьшения) толщиной 0,6; 1,0 или 1,5 мм и чистотой поверхности не ниже 13,14-го класса. Подложку тщательно очищают и промывают, что обеспечивает хорошую адгезию пленок. Малейшее загрязнение приводит к значительным изменениям свойств тонкопленочных элементов.

Для получения тонких пленок применяют вакуумное испарение, катодное распыление, осаждение из газовой фазы и др. Метод вакуумного испарения состоит в осаждении на поверхности подложки паров, образующихся при нагревании напыляемого вещества в специальном испарителе. Испарение происходит под колпаком *5* (рис. 8.23, *а*) в условиях высокого вакуума (10 ... 100 мкПа). Под подложкой, закрепленной в держателе *3*, находится испаритель *1* с напыляемым веществом. Для управления потоком паров от испарителя к подложке служит затвор *2*. Электрод *4* используется для контроля за режимом напыления. При достижении требуемой температуры испарителя отпирается затвор *2* и начинается процесс нанесения пленки. В высоком вакууме атомы испаряемого вещества движутся прямолинейно, почти не сталкиваясь с молекулами газа. Пары наносимого вещества оседают на поверхности подложки и образуют пленку. Методом вакуумного испарения наносят пленки из золота, алюминия, хрома, никеля, окиси кремния и т. д. Нанесение пленки выполняется за несколько минут.

Катодное распыление применяют для нанесения пленок из тугоплавких металлов — тантала, вольфрама и т. д. При катодном распылении подложка *П* помещается в вакуумную камеру (рис. 8.23, *б*) между охлаждаемым катодом *К* из распыляемого ма-

териала и анодом A. Вся система заключается в кварцевый стакан C. После откачки воздуха под колпак впускается какой-либо инертный газ под давлением 1 ... 10 Па. При напряжении между катодом и анодом 1 ... 3 кВ устанавливается режим тлеющего разряда. Положительные ионы остаточного газа бомбардируют катод и выбивают из него частицы распыляемого вещества. Частицы движутся в сторону анода и оседают на подложку, образуя пленку. При катодном распылении подложка в большинстве случаев не нагревается; это позволяет металлизировать материалы, чувствительные к на-

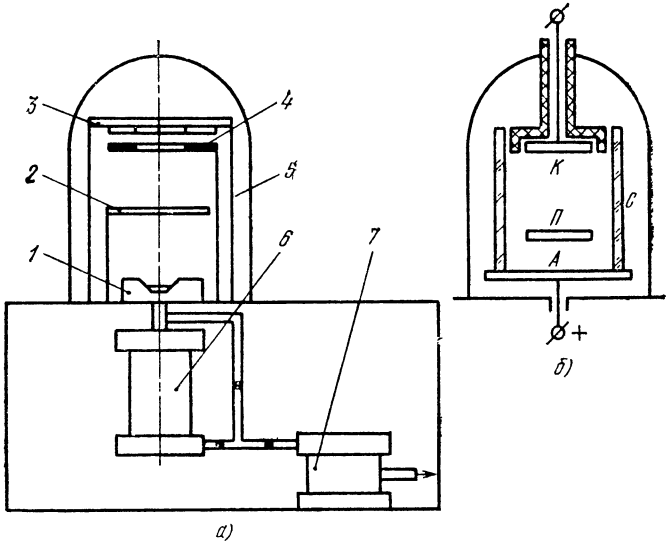


Рис. 8.23. Установки для получения пленочных микросхем:
а — вакуумным испарением (*1* — испаритель; *2* — затвор; *3* — держатель; *4* — электрод; *5* — колпак; *6* — диффузионный насос, *7* — форвакуумный насос); *б* — катодным распылением.

греву. Недостатком катодного распыления является длительность процесса, а также наличие остаточного газа, молекулы которого, адсорбируясь на поверхности подложки и взаимодействуя с атомами материала, загрязняют материал пленки. Получаемые пленки должны быть равномерными по толщине, иметь однородную структуру и надежную адгезию с подложкой и друг с другом при последовательном напылении. Описанные методы являются основными при изготовлении тонкопленочных резисторов, конденсаторов, контактных площадок и соединительных проводников гибридных микросхем.

Пленочные резисторы получают напылением на подложку резистивных полосок различной конфигурации (рис. 8.24). Прямоугольная конфигурация (рис. 8.24, *а*) и конфигурация типа меандр (рис. 8 24, *б*) являются предпочтительными, так как фотооригиналы резисторов прямолинейных контуров можно выполнить

на координатографах с высокой точностью и, следовательно, точность изготавливаемых резисторов будет выше. Пленочный резистор состоит из резистивной полоски *3* и двух контактных переходов *2*: резистивная пленка *3* — контактный проводник *1*. Сопротивление резистора зависит от удельного объемного сопротивления ρ_v, геометрических размеров пленки, размеров и формы контактных переходов. Так как ρ_v пленки зависит от ее толщины, то пользоваться им при расчетах резисторов неудобно. Поэтому при расчетах пленочных резисторов удобнее использовать удельное сопротивление пленки, отнесенное к произвольному квадрату ее поверхности ρ_0. Для однородной пленки $\rho_0 = \rho_v / d$ [Ом/□], где d — толщина резистивной пленки, м. Электрическое сопротивление резистора любой конфигурации можно определить по формуле $r = \rho_0 k_\Phi$ [Ом], где k_Φ — коэффициент формы. Для прямоугольных резисторов $k_\Phi = l/b = r/\rho_0$.

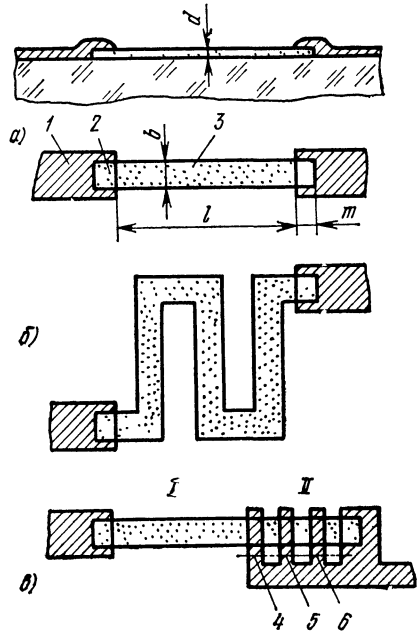


Рис. 8.24. Пленочные резисторы:
а — прямоугольный; *б* — типа меандр; *в* — повышенной точности.

При расчете резистора определяют геометрические размеры резистивной полоски (l — длину, b — ширину) и необходимые размеры и форму контактного перехода.

Расчет пленочного резистора прямоугольной формы выполняют в следующей последовательности. Выбирают материал и величину удельного сопротивления пленки. Резисторы изготавливают из хрома, нихрома, сплава МЛТ-3М, кермета. Основные характеристики этих материалов приведены в табл. 8.4.

Для резисторов сопротивлением от 100 Ом до 5 кОм применяют хром или нихром. Удельное сопротивление ρ_0 выбирают таким, чтобы k_Φ находился в пределах от единицы до десяти. Если сопротивление резистора больше 5 кОм, то его целесообразно выполнять в форме меандра.

Вычисляют ширину резистора, исходя из условия рассеяния всей выделяющейся мощности P,

$$b = \sqrt{P \rho_0 / P_0 r},$$

где P_0 — удельная рассеиваемая мощность для материала пленки, мВт/мм². Ширина b резистивной полоски зависит от технологии ее

получения и выбирается не менее 0,2 мм. Затем вычисляют длину резистивной полоски $l = k_ф b$ и площадь, занимаемую ею на подложке, $S = lb$.

Величина сопротивления контактного перехода *2* (рис. 8.24, *а*) зависит от удельного сопротивления резистивной пленки ρ_0 и геометрических размеров контактного перехода: длины перекрытия

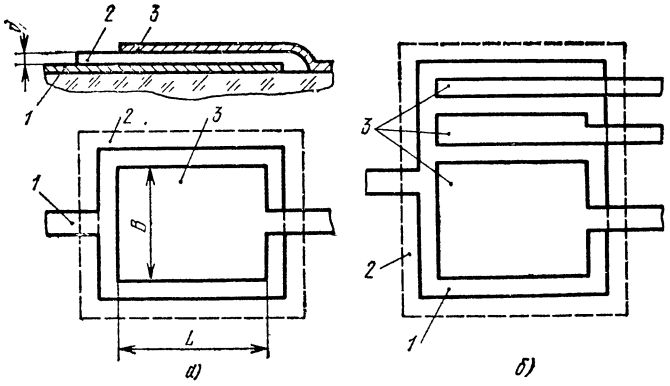


Рис. 8.25. Плоские пленочные конденсаторы:
а — обычные; *б* — повышенной точности.

контактирующих пленок m и ширины резистивной полоски b. Минимальная величина перекрытия m, при котором наблюдается стабилизация переходного сопротивления, составляет 0,3 ... 0,2 мм при удельном сопротивлении резистивной пленки около 500 Ом/□ и увеличивается при уменьшении ρ_0.

Таблица 8.4

Электрические характеристики материалов для изготовления пленочных резисторов

Материал	Удельное сопротивление ρ_0, Ом/□	ТКС · 10^4, 1/град ($t = -60 \ldots +125$ °С)	Удельная мощность рассеяния P_0, мВт/мм²
Хром	200...500	+(0,6...1,8)	20
Нихром	100...300	−3,1...+2,2	10
Сплав МЛТ-3М	200...500	±(1,2...2,4)	10
Кермет	3000	0,5...7	—

Контактные площадки резисторов типа меандр располагают с противоположных сторон (рис. 8.24, *б*). Такая конструкция имеет минимальные геометрические размеры, упрощает коммутацию и свободна от ошибок совмещения слоев, которые изменяют геометрические размеры резисторов и, следовательно, расчетную

Таблица 85

Электрические характеристики материалов пленочных конденсаторов

Материал диэлектрика	Относительная диэлектрическая проницаемость ε ($f=1$ МГц)	Тангенс угла диэлектрических потерь tg δ ($f=1$ МГц)	Электрическая прочность $E_{пр}$, В/мкм	ТКЕ·10^4, 1/град ($t=-60..+125$ °С)
Моноокись кремния	5. .6	0,002...0,02	200...400	3,5
Трехсернистая сурьма	18 ..21	0,004...0,01	20...100	5
Халькогенидное стекло ХГ-44	6...9	0,004.. 0,02	—	Не более 9

величину сопротивлений. Пленочные резисторы повышенной точности (рис. 8.24, *в*) имеют основной участок *I* и участок подгонки *II*. Сопротивление участка подгонки изменяется последовательным перерезанием перемычек *4*, *5*, *6* резцом микроманипулятора или испарением лазерным лучом. Сопротивление резистора увеличивается ступенчато.

Конденсаторы гибридных микросхем имеют трехслойную структуру (рис. 8.25). Они состоят из двух металлических пленочных электродов *1* и *3* (обкладок), разделенных слоем диэлектрика *2*. В качестве диэлектрика используют моноокись кремния SiO, трехсернистую сурьму Sb_2S_3, окись тантала Ta_2O_5, халькогенидные стекла ХГ44 и ИКС24, а в качестве обкладок — алюминий. Основные электрические параметры пленочных конденсаторов приведены в табл. 8.5.

Пленочные конденсаторы конструируют таким образом, чтобы диэлектрическая пленка *2* выходила за пределы нижней пластины *1* на 0,2 мм, а верхняя пластина *3* была меньше нижней также на 0,2 мм (рис. 8.25, *а*). Конструктивный расчет пленочного конденсатора заключается в определении активной площади и линейных размеров обкладок конденсатора. Активная площадь конденсатора, равная площади перекрытия обкладок, определяется по формуле $S = C/C_0$, где C_0 — удельная емкость. Величина C_0 определяется выражением $C_0 = 0{,}0885\ \varepsilon/d$, где d — толщина диэлектрической пленки. Минимальная толщина пленки ограничивается электрической прочностью материала диэлектрика

$$d \geqslant 3U_{раб}/E_{пр},$$

где $U_{раб}$ — рабочее напряжение конструируемого конденсатора

Если обозначить отношение сторон конденсатора через $k_{ф\,об}$, то размеры верхней обкладки (рис. 8.25, *а*) можно вычислить по формулам

$$L = \sqrt{k_{ф\,об}\,S}, \qquad B = \sqrt{S/k_{ф\,об}}.$$

В конденсаторах повышенной точности верхняя обкладка выполняется секционированной (рис. 8.25, *б*). Соединяя или отключая некоторые секции, можно изменять емкость конденсатора.

Элементы пленочной гибридной микросхемы объединяются в единую функциональную схему с помощью пленочных коммутационных проводников и контактных площадок. Проводники и контактные площадки выполняются из алюминия, золота, никеля и меди. Для улучшения адгезии проводящей пленки к подложке на нее предварительно напыляют подслой хрома или нихрома. Соединение контактных площадок *5* (рис. 8.22) с контактными штырями *7* корпуса осуществляется золотыми проводниками.

8.16. Конструирование пленочных гибридных микросхем

Проектирование и расчет пленочных микросхем заканчивается созданием топологического чертежа. Топологический чертеж микросхемы — это конструкторский документ, определяющий ориентацию, форму и взаимное расположение всех элементов на подложке. Создание такого чертежа требует учета ряда факторов, требований и ограничений, определяемых принципом работы и назначением микросхемы.

По принципиальной электрической схеме составляется перечень напыляемых элементов, в котором указываются номиналы, допуски, максимально рассеиваемые мощности (для резисторов) и пробивные напряжения (для конденсаторов). При разработке топологии указываются элементы, между которыми паразитные связи должны быть минимальными, диапазон рабочих частот, величины сопротивлений соединительных проводников, расположение и размеры контактных площадок, элементы повышенной точности, элементы, требующие регулировки и подстройки, сведения об условиях эксплуатации микросхемы, о достижимой точности изготовления и воспроизводимости технологических процессов. По методике, изложенной в § 8.15, определяются площади и геометрические размеры элементов. Площадь подложки микросхемы должна быть в 2 ... 3 раза больше площади всех элементов (включая активные элементы и контактные площадки). Для определения числа контактных площадок принципиальную электрическую схему преобразуют в коммутационную, на которой не изображают навесные элементы, а обозначают их выводы контактными площадками; кроме того, показывают контактные площадки шин питания, корпуса и сигнальных цепей. Выбирают материал и необходимый типоразмер подложки. Затем решают задачу размещения элементов на подложке. В увеличенном масштабе составляют эскизный чертеж топологии.

В зависимости от вида микросхемы и условий экслуатации при разработке топологии следует учитывать различные требования и технологические ограничения

1. Пассивные элементы, выполняемые с высокой точностью,

следует располагать на расстоянии не меее 1 мм от края подложки; все остальные элементы, контактные площадки и соединительные проводники — на расстоянии не менее 0,5 мм.

2. Минимальное сопротивление пленочного резистора должно быть не менее 50 Ом, длина — не менее 0,5 мм.

3. Расстояние между элементами, лежащими в одном слое, должно быть не менее 0,2 мм, в разных — не менее 0,3 мм.

4. Минимальные размеры контактной площадки для сварки 0,4 × 0,4 мм.

5. Расстояние между контактными площадками не менее 0,5 мм.

6. Для соединения элементов, расположенных в различных слоях, величина их перекрытия должна быть не менее 0,2 мм.

7 Для контроля и тренировки конденсаторов необходимо делать выводы от каждой обкладки.

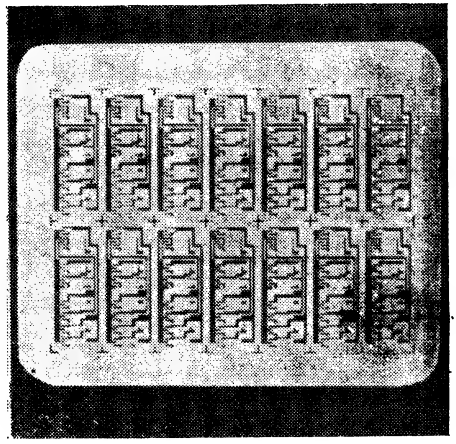


Рис. 8.26. Рабочий фотошаблон.

Для создания оптимального варианта целесообразно разрабатывать несколько эскизов топологии. Для наилучшего варианта вычерчивается оригинал топологического чертежа, в котором указывается последовательность выполнения слоев, материалы слоев и все размеры, необходимые для составления чертежей слоев. Далее изготовляют чертежи слоев с увеличением действительного размера схемы в 20 ... 30 раз. Координаты всех точек пересечения линий контуров элементов, отсчитываемые от координатных осей, образующих базовый угол микросхемы, записывают в таблицу, которая размещается на поле чертежа. По чертежам слоев изготовляют прецизионные фотошаблоны путем уменьшения оригинала до размера реальной микросхемы. Фотошаблоны необходимы для получения масок, используемых при нанесении пленок. Рабочий фотошаблон (рис. 8.26) должен быть прочным на истирание, чтобы нанесенный на него рисунок не портился при многократной контактной печати. Поэтому применяют фотошаблоны с металлическим (хромовым) слоем, получаемым методом селективного травления. Основанием рисунка служит специальная стеклянная пластинка. Слой хрома непрозрачен и имеет контрастный переход на краю окна. Толщина слоя 0,1 мкм, благодаря этому устраняются явления дифракции и интерференции за периметром окна.

При изготовлении тонкопленочных микросхем для получения на подложках элементов и соединений применяют маски, которые

играют роль фигурных экранов. Точность получения элементов зависит от точности изготовления масок. Применяемые маски делятся на маски многократного использования (металлические трафареты) и однократного использования.

Металлические трафареты применяются при изготовлении тонкопленочных ИМС методом термического осаждения в вакууме, когда напыляемый материал поступает на подложку избирательно, через отверстия в трафарете. В процессе напыления элементов трафарет плотно прижимается к подложке. Для напыления многослойных ИМС в напылительной установке (рис. 8.23)

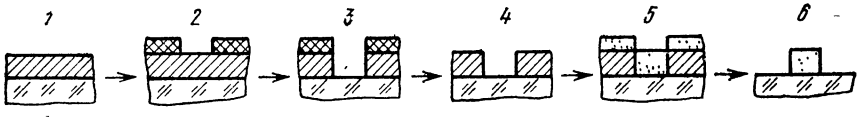


Рис. 8.27. Схема получения рисунка тонкопленочных ИМС с помощью медной маски:
1 — сплошное осаждение меди; *2* — нанесение, экспонирование и проявление фоторезиста; *3, 6* — травление меди, *4* — удаление фоторезиста, *5* — сплошное осаждение основного вещества

предусмотрена система смены трафаретов без нарушения вакуума. Металлические трафареты изготавливают из нержавеющей стали (например, Х18Н9Т), молибдена, никеля, сплавов меди. Конструкция трафарета зависит от температурных условий работы и необходимой точности получаемых элементов.

Маски однократного использования могут быть либо фоторезистивными, либо металлическими (медными). Фоторезистивные маски применяются для селективного травления сплошной пленки, заранее нанесенной на поверхность подложки. Метод получения пленочных элементов ИМС аналогичен методу химического травления при печатном монтаже. Металлическая (медная) маска, наносимая на подложку (рис. 8.27), имеет узор, инверсный по отношению к заданному. Ее получают методом селективного травления сплошной пленки меди с помощью инверсной фоторезистивной маски. На пластину наносят материал, необходимый для изготовления слоя. Затем травят медную маску, а вместе с ней отделяется ненужная пленка.

Пластина с нанесенными пассивными элементами разрезается на отдельные микросхемы. В зависимости от условий эксплуатации выбирают способ защиты микросхемы — корпусной или бескорпусной. Бескорпусную защиту можно использовать при условии кратковременного (менее двух суток) пребывания микросхемы в условиях повышенной влажности или в качестве предварительной (технологической) защиты. Наиболее распространенным материалом для бескорпусной защиты микросхем является лак УР-231. Корпусную защиту применяют при длительной эксплуатации микросхем в условиях повышенной влажности. Для защиты микросхем используют пенальные металлические (рис. 8.22), металлостеклянные и керамические корпусы.

8.17. Полупроводниковые интегральные микросхемы

Элементы полупроводниковых ИМС изготавливают в объеме или на поверхности монокристаллических пластин кремния (рис. 8.28) (реже германия, арсенида и фосфида галлия) толщиной от 200 до 500 мкм. Монокристаллический кремний получают методом выращивания из расплава поликристаллического кремния с помощью затравки, ориентированной в направлении (111). Для придания монокристаллу необходимой проводимости в расплав поликристаллического кремния добавляют легирующие примеси.

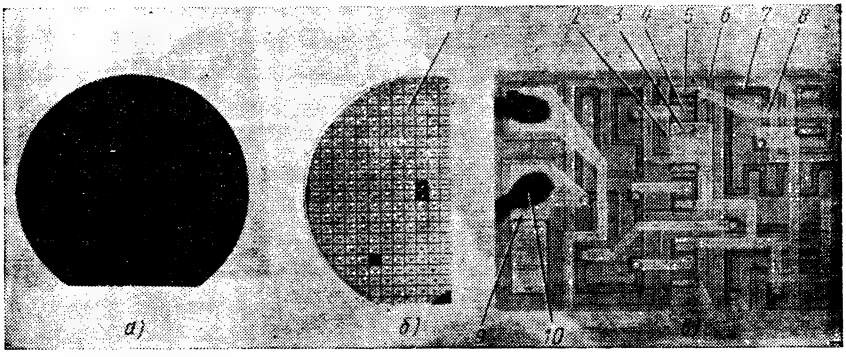


Рис. 8.28. Полупроводниковые ИМС.

а — кремниевая пластина; *б* — кремниевая пластина со сформированными ИМС; *в* — часть ИМС; *1* — кристалл; *2* — микроучасток с транзистором; *3* — база; *4* — эмиттер; *5* — коллектор, *6* — разделительная область; *7* — резистор; *8* — соединительная шина; *9* — контактная площадка; *10* — соединительный проводник.

Элементы третьей группы периодической таблицы элементов Менделеева в растворах замещения являются акцепторами (бор), а пятой группы — донорами (фосфор). Легированные бором монокристаллы имеют дырочную проводимость (p), а легированные фосфором — электронную проводимость (n).

Монокристаллический слиток ориентируют по кристаллографическим осям и разрезают на пластины с помощью дисковых алмазных пил. Затем пластины тщательно полируют и протравляют в парах соляной кислоты для снятия приповерхностного слоя, нарушенного в результате механической обработки. При этом обеспечивается чистота рабочих поверхностей не хуже 14-го класса.

В полупроводниковых ИМС конденсторы, резисторы, диоды, так же как и транзисторы, формируются с помощью p—n-переходов групповым методом. Рассмотрим последовательность технологических операций при создании биполярных интегральных транзисторов и, следовательно, биполярных ИМС. Для изготовления n—p—n-интегральных транзисторов применяется планарно-эпитаксиальная технология. Подложкой полупроводниковой ИМС служит кремниевая пластина p-типа (рис. 8.29, *а*). Рабочая поверхность пластины является затравкой, от которой производится эпи-

таксиальное наращивание слоя кремния n-типа толщиной около 10 мкм и поверхностным сопротивлением около 1700—1800 Ом/□ (рис. 8.29, *а*). Кристаллическая решетка полученной эпитаксиальной пленки является продолжением кристаллической решетки кремниевой пластины p-типа. Эпитаксиальное наращивание происходит в специальных установках при температуре около 1200° С. В основе процесса лежит реакция восстановления кремния водородом из тетрахлорида кремния ($SiCl_4$). Одновременно

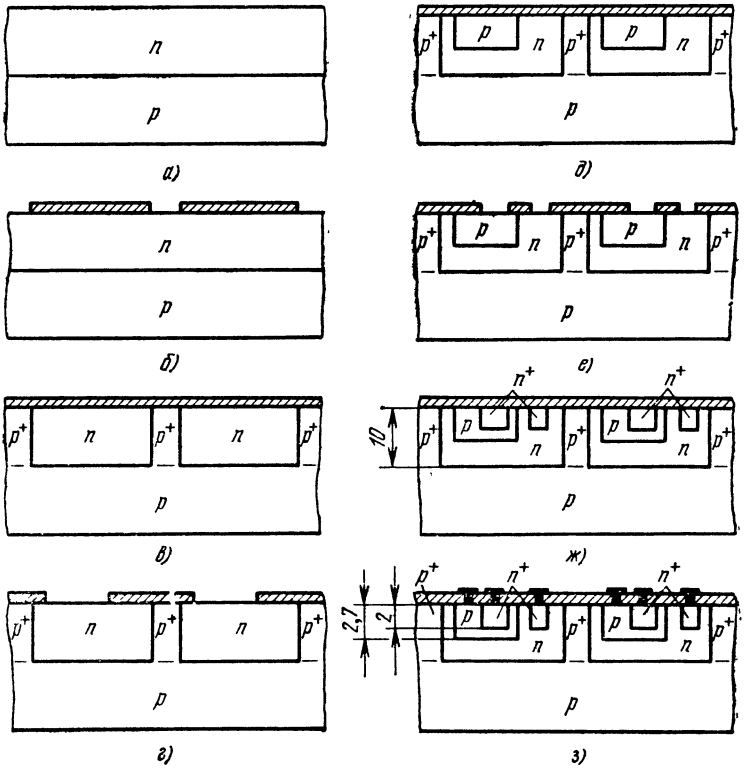


Рис. 8.29. Последовательность технологических операций при создании интегральных транзисторов.

происходит реакция разложения фосфина (PH_3) с выделением фосфора. Кремний и фосфор осаждаются на подложку. Изменяя концентрацию фосфина, можно регулировать в широких пределах удельную проводимость эпитаксиального слоя. Иногда перед процессом эпитаксиального наращивания может проводиться локальная диффузия фосфора в подложку p-типа. В эпитаксиальном слое при последующих операциях формируются коллекторные области всех транзисторов. При изготовлении микросхем применяются три основных технологических процесса — окисление, фотолитография и диффузия.

Окисление кремниевых пластин используется для маскирования поверхности кремния при локальной диффузии. Пленка двуокиси кремния, полученная в результате окисления, является качественным защитным и изоляционным материалом, который легко выращивается и удаляется. Эти пленки выращивают в специальных окислительных печах при температуре 1000 ... 1200° С. Окислителем является сухой или влажный (насыщенный парами воды) кислород. В процессе изготовления полупроводниковых ИМС окисление кремниевых пластин осуществляют многократно.

Для получения разделительных, коллекторных, базовых и других областей в пленке двуокиси кремния выполняют «окна» сложной конфигурации. Для этого применяют метод селективного (избирательного) удаления пленки двуокиси кремния с помощью фотолитографии. На пластинку с окисленной поверхностью наносят равномерный слой светочувствительного вещества (фоторезиста). После его просушки сверху накладывают фотошаблон и производят засветку ультрафиолетовым светом. Незакрепленные части фоторезиста во время химической обработки смываются. Таким образом, на поверхности пленки двуокиси кремния образуется защитная маска. Пластины помещают в травитель для двуокиси кремния. При этом области, не защищенные фоторезистом, стравливаются до чистого кремния. Затем маску из фоторезиста снимают. В пленке двуокиси кремния получают «окна» необходимой формы, через которые в дальнейшем проводят локальную диффузию примесей для образования p—n-переходов. При изготовлении ИМС применяется несколько фотошаблонов.

Локальная диффузия примесей в полупроводниковую пластину является одним из основных технологических процессов изготовления полупроводниковых ИМС. Диффузия примесей во внутрь полупроводниковой пластины проводится в диффузионных печах при температуре 1000 ... 1300° С. Пластины кремния помещают в печь на специальных кварцевых лодочках. Над поверхностью пластин пропускают газ-носитель (азот) с примесью соединений фосфора или бора (наиболее распространенных типов диффузантов). Легирующие примеси осаждаются на поверхности пластин и диффундируют в кремний на участках, которые не защищены слоем двуокиси кремния. Изменяя время диффузии, температуру, а также концентрацию примесей в несущем газе, можно управлять степенью легирования диффузионных областей кремния и их глубиной.

Для разделения эпитаксиальной пленки на изолированные микроучастки ее окисляют и с помощью фотолитографии вытравливают разделительные окна (рис. 8.29, *б*). Изоляция выполняется глубокой разделительной (изолирующей) диффузией бора (примесь p-типа) (рис. 8.29, *в*) в эпитаксиальный слой n-типа. Между соседними областями n-типа образуются включенные встречно p—n-переходы, выполняющие функции электрической изоляции отдельных микроучастков. В каждом микроучастке формируют один или несколько элементов полупроводниковой ИМС. Диффузия

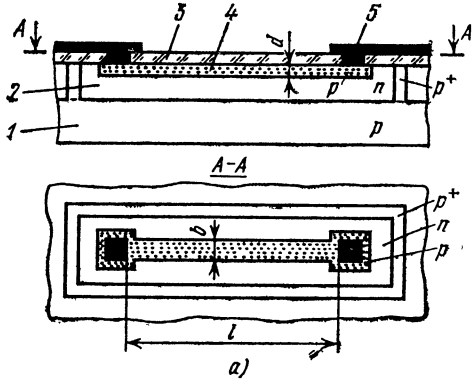
примесей осуществляется в две стадии: загонка примесей и разгонка. При загонке в приповерхностной области пластины концентрируется легирующая примесь. В процессе разгонки при высокой температуре под действием градиента концентрации происходит глубокая диффузия примесей. Разгонка осуществляется во влажной среде. Вследствие этого происходит окисление областей, через которые проводилась диффузия. Слой двуокиси кремния используется как изолирующий для последующих операций. Каждый из полученных микроучастков может выполнять функции коллекторных областей транзисторов.

Для создания базовых областей с помощью фотолитографии и травления получают окна в защитной пленке двуокиси кремния (рис. 8.29, *г*) над коллекторными областями. В окна проводят вторую диффузию бора (примесь *p*-типа) внутрь коллекторных областей. В результате образуется плавный коллекторный *p*—*n*-переход (рис. 8.29, *д*). Поверхностное сопротивление базовых областей составляет 200 Ом/□. Аналогично получают окна для формирования эмиттеров транзисторов и контактов к коллекторной области (рис. 8.29, *е*). Эмиттерное окно располагается над базовой областью. Диффузия выполняется при высокой концентрации фосфора (примесь *n*-типа) внутрь базовой и коллекторной областей, в результате формируются n^+-области с повышенной концентрацией носителей (рис. 8.29, *ж*). Поверхностное сопротивление эмиттерной области — до 10 Ом/□. Повышенная концентрация n^+-области под коллекторным выводом необходима для создания плавного перехода от коллектора к контактам.

Затем с помощью фотолитографии и травления получают окна под металлические контакты. На всю поверхность пластины напыляют алюминиевую пленку толщиной до 2 мкм. В окнах алюминий образует контакт с областями транзисторных стуктур. Проводят фотолитографию и избирательное травление алюминия. На поверхности пластины остается рисунок соединительных проводников и контактные площадки. Для обеспечения хорошей адгезии алюминия к поверхности пластины, а также для уменьшения переходного сопротивления контакта между алюминием и областями сформированных структур производят вплавление металла в кремний на глубину, равную долям микрона. С целью защиты поверхность полупроводниковых ИМС покрывают слоем двуокиси кремния (рис. 8.29, *з*). На этом заканчивается процесс формирования транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов и всей полупроводниковой ИМС. По конструкции транзисторы бывают с однополосковыми базой и коллектором (рис. 8.28) и с кольцевыми. Геометрические размеры и конструктивное решение транзисторов зависят от конкретных функций, выполняемых в схеме.

Для изготовления полупроводникового диода достаточно сформировать один *p*—*n*-переход. Резисторы (рис. 8.30, *а*) полупроводниковых ИМС формируют в микроучастках в тонком приповерхностном слое методом локальной диффузии одновременно с базо-

выми или эмиттерными областями транзисторов. Высокоомные резисторы получают при формировании базовых областей, а низкоомные — при формировании эмиттерных областей. Так как поверхностные сопротивления соответствующих областей заданы (определяются степенью легирования базы и эмиттера), то для обеспечения необходимого сопротивления резистора можно лишь изменять соотношение длины полоски l к ее ширине b. Минимальная ширина



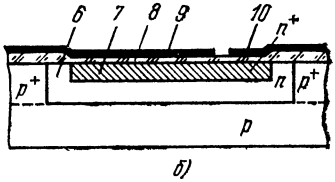


Рис. 8.30. Элементы полупроводниковых ИМС:

а — диффузионный резистор; *б* — МДП-конденсатор; *1* — подложка, *2, 6* — микроучасток; *3, 8* — пленка двуокиси кремния, *4* — резистивная полоска; *5, 10* — контакт с диффузионной областью, *7* — нижняя обкладка конденсатора; *9* — верхняя обкладка конденсатора.

резистора составляет 10 мкм. Без усложнения технологического процесса изготовления полупроводниковых ИМС получают резисторы от 100 Ом до 30 кОм. По форме резисторы бывают прямоугольными и типа меандр. Диффузионные резисторы занимают значительные площади подложки. Транзисторы занимают меньшие площади и могут применяться в качестве нерегулируемых и регулируемых резисторов, однако качественные характеристики таких резисторов хуже. Они применяются в схемах с невысокой стабильностью параметров. Особенно широко в качестве резисторов цифровых ИМС используются МОП-транзисторы. При этом упрощается технология изготовления, возрастает процент выхода годных полупроводниковых ИМС и коэффициент интеграции.

В качестве конденсаторов в полупроводниковых ИМС применяются стуктуры металл—диэлектрик — полупроводник (МДП) (рис. 8.30, *б*). В изолированном микроучастке *6* методом локальной диффузии формируется нижняя обкладка *7* конденсатора. Поверхность окисляется. Поверх пленки двуокиси кремния *8* наносится пленка алюминия *9*. Выполняется контакт с нижней

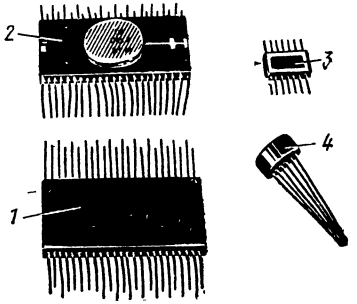


Рис. 8.31. Корпусы интегральных микросхем:

1 — пластмассовый; *2* — керамический, *3, 4* — металлостеклянный.

обкладкой конденсатора *10*. Удельная емкость МДП-конденсаторов составляет 500 ... 800 пФ/мм^2. Емкость обратносмещенного *p—n*-перехода также часто используется в качестве конденсатора полупроводниковых ИМС. Емкость перехода определяется барьерной и диффузионной емкостями и зависит от приложенного напряжения. Участок полупроводниковой ИМС на биполярных транзисторах показан на рис. 8.28, *в*. После проверки микросхем на функционирование пластины разрезают на отдельные кристаллы, содержащие ИМС. Кристалл *11* припаивается к основанию корпуса *10* (рис. 8.22). Контактные площадки на кристалле соединяются тонкой золотой проволокой с контактными площадками *13* на основании. Для герметизации ИМС применяют круглые металлостеклянные, прямоугольные керамические и пластмассовые корпусы (рис. 8.31). После монтажа кристалла в корпус проводят электрическую проверку ИМС и герметизацию пайкой или сваркой крышки корпуса с его основанием.

Наряду с биполярными ИМС широкое применение находят МДП-интегральные микросхемы. Трудоемкость изготовления одной МДП-микросхемы на 30% ниже, чем биполярной, а функциональная плотность МДП-микросхемы выше, чем биполярной. Однако в производстве МДП-микросхем процесс изготовления диэлектрического слоя по тщательности превосходит самый ответственный этап изготоления биполярных ИМС. Изоляция затвора в кремниевых МДП-интегральных схемах осуществляется с помощью двуокиси кремния.

МДП-интегральные микросхемы изготавливают по планарной технологии, основные операции которой были рсмотрены на примере технологии изготовления биполярных ИМС.

Глава 9

ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ

9.1. Назначение и области применения линий задержки

Устройства, предназначенные для задержки электрических сигналов на постоянное или регулируемое время без изменения их формы, называются линиями задержки. Под временем задержки $t_з$ понимают время между одинаковыми по уровню значениями входного и выходного сигналов (рис. 9.1). Для получения нескольких различных фиксированных значений задержки линия выполняется с отводами.

Линии задержки применяются для измерения координат объектов в радиолокации, для задержки начала разверток индикаторов, в цветных телевизионных приемниках, в радионавигации и телеметрии, в измерительной и счетно-решающей технике и т. п.

По принципу действия их можно разделить на два класса:

1) электрические линии задержки, включающие коаксиальные кабели, задерживающие кабели и искусственные линии задержки. Задержка в этих устройствах происходит вследствие прохождения электромагнитной волной конечного пути с конечной скоростью;

2) акустические линии, включающие устройства, в которых задержка сигнала осуществляется с помощью акустических колебаний в твердой или жидкой среде. Скорость распространения акустических колебаний примерно в 10^5 раз меньше скорости света. Поэтому акустические линии задержки при относительно малых размерах обеспечивают значительно большее время задержки, чем электрические.

Основными показателями линий задержки являются:

1) величина задержки $t_з$ или диапазон регулировки задержки;

2) длительность времени нарастания фронта $\tau_ф$ задержанного импульса (полоса пропускания). Чем меньше время нарастания фронта задержанного импульса, тем более высокие частоты пропускает линия задержки;

3) добротность Q линии задержки (определяется произведением времени задержки на полосу пропускания);

4) входное сопротивление;

5) величина затухания передаваемого сигнала.

Эти параметры не являются исчерпывающими, поэтому в ряде случаев вводят дополнительные параметры. Кроме электрических параметров, линии задержки характеризуются механической прочностью, массой, объемом и т. п.

В радиотехнике используются задержки от 10^{-10} до 10^{2} с. Весь интервал задержек условно разбивают на диапазоны: наносекундный (10^{-10} ... 10^{-7} с), микросекундный (10^{-7} ... 10^{-4} с), миллисекундный (10^{-4} ... 10^{-2} с) и секундный (более 10^{-2} с). Для каждого диапазона характерен один тип линий задержки. В наносекунд-

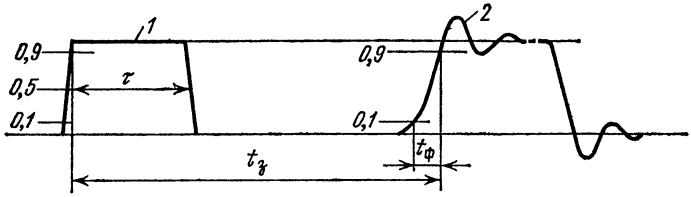


Рис. 9.1. Импульс прямоугольной формы:
1 — на входе линии, *2* — на выходе линии.

ном диапазоне используются линии задержки с распределенными параметрами, в микросекундном — искусственные и акустические линии задержки, в миллисекундном и секундном—акустические линии задержки и устройства статического запоминания на магнитных носителях, ферритах и трубках с накоплением заряда.

9.2. Электрические линии задержки

Электрические линии задержки можно разделить на линии с распределенными и сосредоточенными параметрами (искусственные линии задержки).

Запаздывание сигнала на выходе линии с распределенными параметрами по отношению ко входному сигналу зависит от конструкции линии и ее геометрической длины. Задержка сигнала на единицу длины линии (метр) называется погонной задержкой и определяется погонной индуктивностью L_0 и емкостью C_0:

$$\tau_{зп} = \sqrt{L_0 C_0}\ [\text{с/м}]. \qquad (9.1)$$

Выбирая необходимую длину линии, можно обеспечить заданную задержку.

Наибольшее распространение для задержки сигналов получили коаксиальные линии жесткой и гибкой (коаксиальные кабели) конструкции. Коаксиальные кабели, в которых в качестве диэлектрика применяется полиэтилен или фторопласт-4, имеют погонную задержку около 5 нс/м и используются для задержки сигналов на время не более нескольких десятков наносекунд. Линии с воздушным наполнителем не применяются для задержки сигналов.

В электрических характеристиках коаксиальных кабелей указывают волновое сопротивление ρ и погонную емкость C_0. Величину задержки кабеля длиной l можно определить по формуле

$$t_з = l\rho C_0 \text{ [с]}. \qquad (9.2)$$

Для получения больших задержек коаксиальные кабели не применяются, так как значительно возрастают их конструктивные размеры и затухание в линии. Полоса пропускания при этом уменьшается.

Для увеличения времени задержки необходимо увеличивать пропорционально погонные параметры линии L_0 и C_0. Погонную индуктивность можно увеличить, если внутренний проводник коаксиальной линии задержки выполнить в виде спирали. Такие линии задержки называются спиральными линиями или задерживающими кабелями (рис. 9.2). На полиэтиленовый сердечник *5* наматывается спираль *4* из медной проволоки круглого или прямоугольного сечения. Спираль покрывается полиэтиленовой изоляцией *3*, поверх которой накладывается оплетка (экран) *2* из медных проволок. Снаружи кабель покрывается изоляцией *1*. В зависимости от шага намотки спирали *4* и других конструктивных особенностей задерживающие кабели обеспечивают погонную задержку от нескольких сотых до 2... 3 мкс/м. Выпускаемые промышленностью задерживающие кабели РКЗ-400 и РКЗ-401 имеют погонные задержки 0,1 и 0,5 мкс/м и позволяют получать задержки до нескольких микросекунд при длине кабеля около нескольких метров. Полоса пропускания задерживающих кабелей меньше, а затухание больше, чем коаксиальных. Коаксиальные и задерживающие кабели можно свертывать в бухту, что позволяет уменьшить габариты устройств задержки.

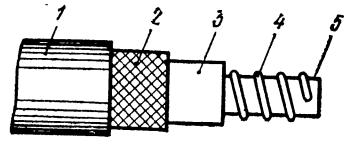


Рис. 9.2. Конструкция задерживающего кабеля.

В специальных устройствах задержки для увеличения погонной емкости спираль приближают к экрану. Чтобы погонная индуктивность при этом не уменьшилась, экран разрезают вдоль образующей на полоски. Число полосок влияет на полосу пропускания линии и лежит в пределах 5 ... 20.

Для получения больших задержек сигналов погонные параметры увеличивают настолько, что возникает необходимость создания искусственных линий задержки с сосредоточенными параметрами.

Искусственные линии (рис. 9.3) представляют собой последовательное соединение звеньев, составленных из индуктивностей и емкостей. Число звеньев в линии может быть от нескольких единиц до нескольких десятков. Электрические процессы, протекающие в линиях с распределенными параметрми и в искусственных линиях, различны, так как параметры звеньев имеют конечные

значения и количество звеньев конечно. Движение энергии в линии определяется не волновым процессом, а зарядом и разрядом конденсаторов через индуктивности. Время переноса энергии вдоль искусственной линии зависит от параметров звеньев (L и C) и их числа. Время задержки одного звена определяется выражением $\tau_{зв} = \sqrt{LC}$. Общее время задержки линии зависит от типа и числа звеньев, из которых собрана линия.

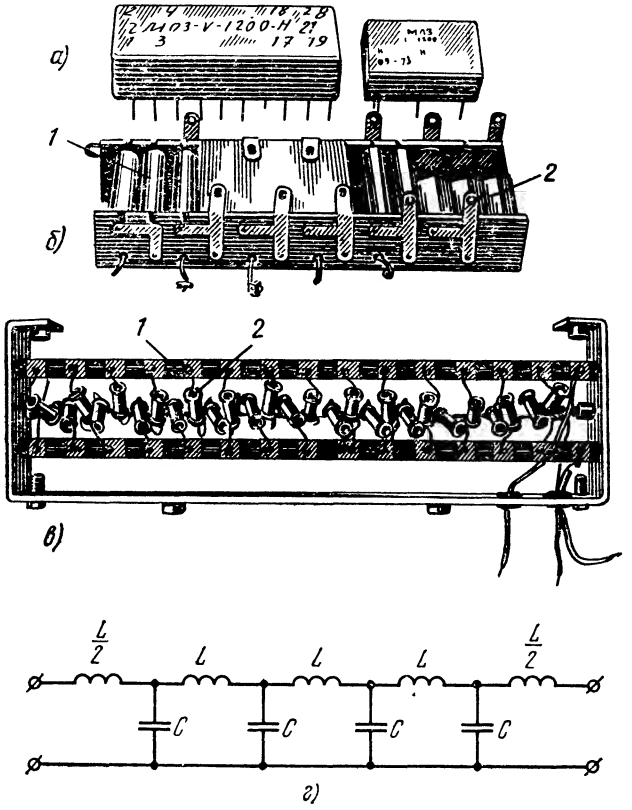


Рис. 9.3. Линия задержки:
а — в микромодульном исполнении, *б* — $t_з$=10 мкс, *в* — $t_з$=1 мкс; *г* — электрическая схема, *1* — дроссель; *2* — конденсаторы

Наибольшее распространение получили линии задержки, составленные из звеньев типа k и m. Схемы Т- и П-образных звеньев типа k показаны на рис. 9.4. Отдельные звенья и линии в целом представляют собой фильтр нижних частот. Для передачи сигналов через линию задержки без искажений необходимо, чтобы ее амплитудно-частотная характеристика в полосе пропускания была равномерной, а фазочастотная—линейной. Для фильтров типа k эти

условия выполняются в полосе частот от нуля до $f_в = (0{,}2 \ldots 0{,}4) f_с$, где $f_с$ — верхняя частота среза звена, равная

$$f_с = 1/\pi \sqrt{LC}. \tag{9.3}$$

Если линия составлена из n звеньев типа k, то время задержки линии

$$t_з = n \sqrt{LC} \text{ [с]}, \tag{9.4}$$

а длительность фронта передаваемого сигнала

$$\tau_{фп} = 1{,}13 \sqrt[3]{n} \sqrt{LC} \text{ [с]}. \tag{9.5}$$

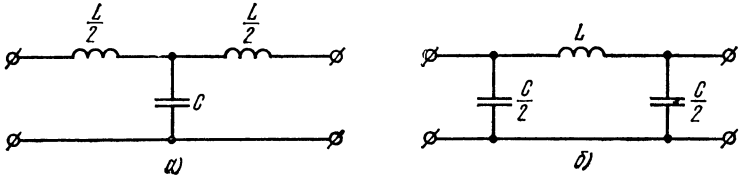


Рис. 9.4. Схемы звеньев типа k:
а) Т-звено; *б*) П-звено.

С увеличением числа звеньев n возрастает время задержки, а вместе с ним и длительность фронта $\tau_{ф\,п}$, амплитуда и длительность первого выброса (рис. 9.1). Для согласования с электрическими схемами линии задержки нагружают на активное сопротивление, равное волновому $\rho = \sqrt{L/C}$. Свойства электрических линий задержки не изменяются при переключении входа и выхода.

При расчете искусственных линий задержки задаются волновым сопротивлением ρ, временем задержки $t_з$ и длительностью фронта $\tau_{ф\,п}$. Определяют количество звеньев в линии

$$n = (1{,}13 \ t_з/\tau_{ф\,п})^{1/2}, \tag{9.6}$$

индуктивность

$$L = t_з\rho/n \text{ [Г]}, \tag{9.7}$$

емкость звена

$$C = t_з/n\rho \text{ [Ф]} \tag{9.8}$$

и задержку одного звена $\tau_{зв} = \sqrt{LC}$.

Линии задержки из звеньев типа k отличаются простотой, однако имеют малое и изменяющееся с частотой время задержки. Поэтому они применяются в аппаратуре, к которой не предъявляется жестких требований по длительности фронта. Линии задержки из звеньев типа m имеют более высокие показатели (большее время задержки на одной звено, постоянное характеристическое сопротивление в полосе пропускания) и более сложную схему.

При конструировании линий задержки стремятся получить минимальные габариты и массу. В зависимости от электрических

характеристик этот вопрос решается различно. Линии с задержкой около 0,5 ... 10 мкс (рис. 9.3, *б*) изготовляют из стандартных высокочастотных дросселей с однослойной намоткой на магнитодиэлектрическом цилиндрическом сердечнике. Дроссели *1* и конденсаторы *2* располагают вплотную друг к другу и соединяют выводами. Вся конструкция опрессовывается пластмассой или заливается компаундом. Наружу выводятся только необходимые выводы. Для получения больших задержек индуктивность катушек может достигать нескольких миллигенри. В этом случае катушки выполняются многослойными на броневых или кольцевых сердечниках. В линиях задержки на время около 1 мкс (рис. 9.3, *в*) при небольшом числе звеньев все катушки наматываются на одном стержне. Линии задержки в микромодульном исполнении показаны на рис. 9.3, *а*.

9.3. Акустические линии задержки

Невысокая скорость распространения ультразвука в материалах, а также возможность преобразования электромагнитных колебаний в акустические и обратно позволили создать акустические линии с задержкой до 10 мс. Основными элементами акустических линий являются электроакустический преобразователь и звукопровод. Обычно применяются два преобразователя: входной (передающий), преобразующий электрические колебания в акустические, и выходной (приемный), выполняющий обратное преобразование. Однако возможны линии задержки и с одним преобразователем.

Для преобразования электрических колебаний в акустические и обратно используется прямой и обратный пьезоэлектрический или магнитострикционный эффект. По этому признаку акустические линии задержки разделяют на ультразвуковые (электрострикционные) и магнитострикционные. Так как в акустических линиях задержки происходит ослабление сигнала, обусловленное двукратным преобразованием и затуханием в звукопроводе, они используются вместе с обслуживающими их схемами, образуя устройство задержки.

Звукопроводы могут быть как твердыми, так и жидкими (ртутные). Однако из-за конструктивной сложности линии с жидким звукопроводом применяются редко.

Акустические линии пригодны для задержки только радиоимпульсов. В ультразвуковых линиях для задержки сигналов используются продольные, поперечные поверхностные и другие типы акустических волн.

В магнитострикционных линиях задержки (рис. 9.5) для преобразования электрических колебаний в акустические и обратно используются прямой и обратный эффекты магнитострикции. Сигнал, подлежащий задержке, усиливается входным усилителем-формирователем *1* и преобразуется в радиоимпульс. Звукопровод

5 является одновременно стержнем входного 3 и выходного 6 преобразователей. Под действием магнитного поля, созданного катушкой входного преобразователя 3, в звукопроводе 5 возбуждаются продольные акустические колебания, которые распространяются вдоль звукопровода. Скорость распространения продольных волн определяется формулой

$$v_{\text{п}} = \sqrt{E/\gamma_{\text{п}}},$$

где E — модуль Юнга; $\gamma_{\text{п}}$ — плотность. В катушке приемного преобразователя 6 при прохождении под ней акустической волны через

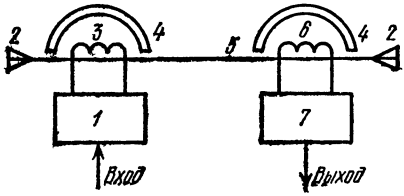


Рис. 9.5. Схема магнитострикционной линии задержки.

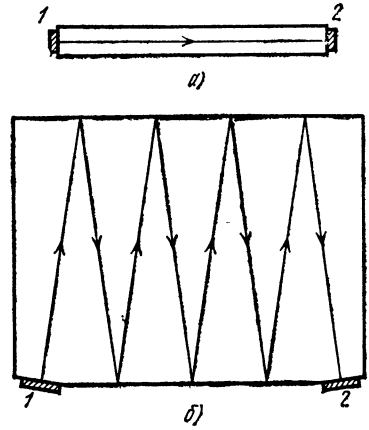


Рис. 9.6. Ультразвуковая линия задержки. *а* — стержневая; *б* — прямоугольная; *1* — входной преобразователь; *2* — выходной преобразователь.

время $t_{\text{з}} = l/v_{\text{п}}$ наводится э. д. с., которая усиливается выходным усилителем-формирователем 7. Полученный на выходе сигнал является задержанным относительно входного на время, необходимое для переноса акустической волной энергии входного импульса от преобразователя 3 до преобразователя 6. В результате отражения акустической волны от концов звукопровода в катушке выходного преобразователя будут наводиться мешающие сигналы. Для уменьшения амплитуды паразитных сигналов к концам звукопровода подключаются поглощающие нагрузки 2 из свинца, воска и т. п. Постоянные магниты 4 играют роль магнитного смещения.

Звукопровод изготавливается из никеля, железа, кобальта, а для повышения температурной стабильности — из специальных термостабильных сплавов марок 42НХТЮ и 44НХТЮ.

Магнитострикционные линии с продольными акустическими волнами обладают дисперсионными свойствами, что является их существенным недостатком. Дисперсия выражается в зависимости скорости распространения акустической волны в звукопроводе от частоты колебаний. В результате искажается форма передаваемого сигнала. Для уменьшения дисперсии диаметр звукопровода должен быть намного меньше длины волны возбуждаемых акустических колебаний. Например, на частоте 1 МГц длина волны акустических колебаний, возбуждаемых в никеле, равна 5 мм, а диаметр

стержня должен быть меньше 1 мм. Следовательно, при увеличении частоты диаметр звукопровода уменьшается, что не совсем удобно по конструктивным соображениям. Магнитострикционные линии задержки применяются на частотах до 5 ... 6 МГц.

Для линий с задержкой меньше 100 ... 150 мкс звукопровод располагают линейно. Когда время задержки превышает 100 ... 150 мкс, звукопровод выполняют в виде объемной или плоской спирали. В магнитострикционных линиях задержки легко обеспечивается любое число отводов, плавное регулирование задержки путем перемещения магнитострикционных преобразователей вдоль звукопровода.

Ультразвуковые линии задержки работают в радиоимпульсных цепях на частотах 5 ... 100 МГц и обеспечивают задержку сигналов на время от десятков микросекунд до нескольких миллисекунд. Для преобразования электрических сигналов в акустические колебания и обратно применяются пьезоэлектрические преобразователи. Материал звукопровода выбирают так, чтобы его акустическое сопротивление было близким или равным акустическому сопротивлению преобразователей. Только в этом случае обеспечивается хорошее согласование преобразователей со звукопроводом (отсутствуют отражения волн от границы их раздела, уменьшаются потери на преобразования). Наибольшее распространение получили звукопроводы из магниевых сплавов и плавленого кварца. На частотах до 10 ...20 МГц применяются дешевые и легкие магниевые сплавы, звукопроводы изготавливают в виде прессованных и катаных полос. Затухание в направлении проката значительно меньше, чем в других направлениях. С увеличением частоты затухание ультразвукового сигнала в магниевых сплавах, обусловленное рассеянием и потерями на гистерезис, возрастает. Поэтому на частотах выше 30 МГц применяются звукопроводы из плавленого кварца, которые имеют лучшие параметры (высокую стабильность, меньшее затухание, бóльшую полосу пропускания, приемлемую величину входного сопротивления).

В звукопроводах используются как продольные, так и поперечные колебания. Скорость распространения продольных колебаний для плавленого кварца и магниевых сплавов приблизительно одинакова $v_{\text{п}} = 5{,}8 \cdot 10^2$ м/с, а поперечных — на 30 ... 40% меньше. Поэтому в линиях задержки миллисекундного диапазона используются поперечные волны.

Конструкция звукопровода ультразвуковой линии зависит от времени задержки. Для линий с задержкой до 30 ... 40 мкс звукопровод выполняется в виде стержня (рис. 9.6, *а*), а для линий с бóльшим временем задержки — в виде прямоугольников и многогранников (рис. 9.6, *б*). Сигнал внутри звукопровода сложной формы распространяется по ломаной линии, многократно отражаясь от граней. Благодаря этому увеличивается длина акустического пути и, следовательно, время задержки сигнала.

Интенсивности отказов радиодеталей и радиокомпонентов

Наименование элементов	$\lambda_0 \cdot 10^5$, 1/ч
Непроволочные резисторы	
ВС-0,5	0,20
ВС-1,0	0,40
ВС-2,0	0,36
МЛТ-0,5	0,25
МЛТ-1	0,25
МЛТ-2	0,40
УЛИ-0,5	0,20
УЛИ-1	0,30
УЛМ	0,20
УНУ	0,35
СП	1,00
СПО	1,20
Проволочные резисторы	
ПТ	0,8
ППЗ	1,0
ПЭВ-2,5	0,4
ПЭВ-10	0,4
ПЭВ-15	0,4
ПЭВ-20	0,4
ПЭВ-30	0,5
ПЭВ-50	0,6
ПЭВ-75	1,0
ПЭВ-100	1,3
Керамические конденсаторы	
КПК	0,70
КТК-1	0,20
КТК-2	0,20
Моточные изделия	
Трансформаторы	
анодно-накальные	1,0
анодные	1,0
накальные	0,5
импульсные	0,7
высокочастотные	0,7
выходные	0,5
Катушки индуктивности	0,8
низкочастотные	0,2
высокочастотные	0,75
Реле	
РД-1	0,9
РКМ-1	1,8
РКМН	4,5
РКН	6,0
РМУ	2,0
РМУГ	2,0
РС-52	5,0
РСМ-1	3,5
РЭС	5,0
РН	3,0
РТВ-18	1,2
РА-1	1,0
МКУ-48	2,5
Бумажные конденсаторы	
КБГ-400в	0,20
КБГ-600в	0,25
КБГ-1500в	0,50
КБГИ	0,12
КБГМ	0,26
КБГМП	0,24
КБП	0,40
КБГО	0,20
МБГЧ	0,50
МБГП-200в	0,20
МБГИ-400в	0,20
МБГП-600в	0,20
Электролитические конденсаторы	
КЭ	0,65
ЭГЦ	1,50
ЭМ	0,60
Слюдяные конденсаторы	
КСО-1	0,20
КСО-2	0,20
КСО-5 (250в)	0,35
КСО-5 (500в)	0,40
КСО-7	0,39
КСО-8	0,6
СГМ	0,2
Тумблеры	0,7
Линии задержки	0,5
Разъемы	0,5
Переключатели	
кнопочные	2,0
пакетные	5,0
Микровыключатели	3,0
Галетные переключатели	3,0
Предохранители проволочные	1,2
Клеммы	—

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Интенсивность отказов реле*

Тип реле	$\lambda_0 \cdot 10^5$, 1/ч	$\lambda_к \cdot 10^5$, 1/ч, при $K_н$			Стабильность $\lambda_{ст} \times 10^5$, 1/ч	$\lambda_{хр} \cdot 10^6$, 1/ч
		0,1	0,5	1,0		
РЭС-7	0,275	10	0,5	1	5	0,55
РЭС-8	0,275	10	0,5	1	5	2,31
РЭС-9	0,275	10	0,5	1	2	1,5
РЭС-10	0,275	10	0,5	1	5	0,43
РЭС-15	0,275	10	0,5	1	5	3,03
ТКЕ	0,75	10	0,5	1	5	0,8
ТКД	0,75	10	0,5	1	5	0,8
ТКС	0,75	10	0,5	1	5	0,8
РЭС-6	0,75	10	0,5	1	2	0,8

* Интенсивность отказов реле при малом числе коммутаций определяется как $\lambda' = \lambda_{хр} + \lambda$, где $\lambda_{хр}$ — интенсивность отказов при хранении, а λ — интенсивность отказов в рабочем режиме $\lambda = [\lambda_0 + (\sum_i \lambda_{кi}\, n_{кi}\, m/N + \lambda_{ст}]\, k_в$, где λ_0 — интенсивность отказов обмотки, $\lambda_{кi}$ — интенсивность отказов одной контактной группы, $n_{кi}$ — число контактных групп, m — фактическое число срабатываний, N — число срабатываний по ТУ, $\lambda_{ст}$ — поправка, учитывающая требования к постоянству тока срабатывания, $k_в = 1{,}5$ — коэффициент вибраций.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Зависимость поправочного коэффициента интенсивности отказов некоторых радиодеталей и радиокомпонентов от действия различных факторов

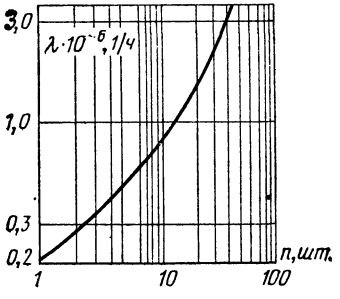


Рис. П.3.1. Зависимость интенсивности отказов от числа активно действующих штырьков разъема.

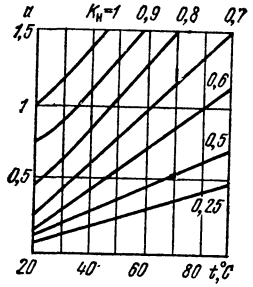


Рис. П.3.2. Проволочные резисторы типа ПЭВ.

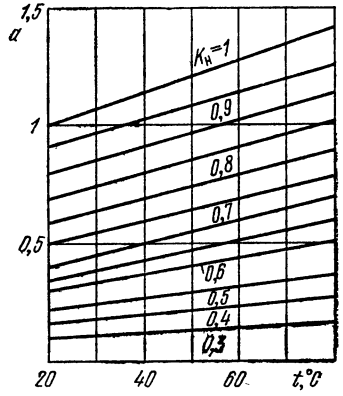


Рис. П.3.3. Переменные проволочные резисторы.

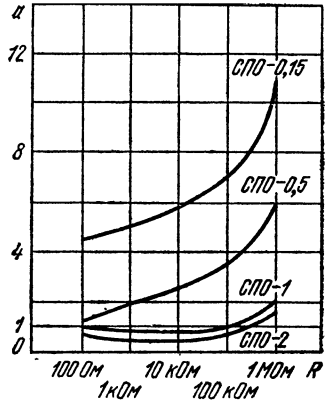


Рис. П.3.4. Резисторы типа СПО.

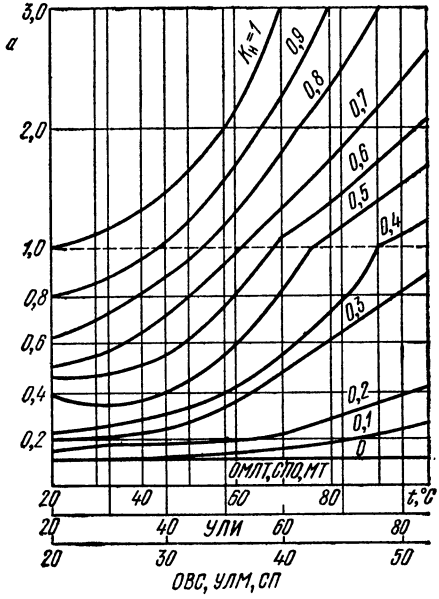


Рис. П.3.5. Резисторы типа ОВС, ОМЛТ. МТ, СПО, УЛМ, УЛИ.

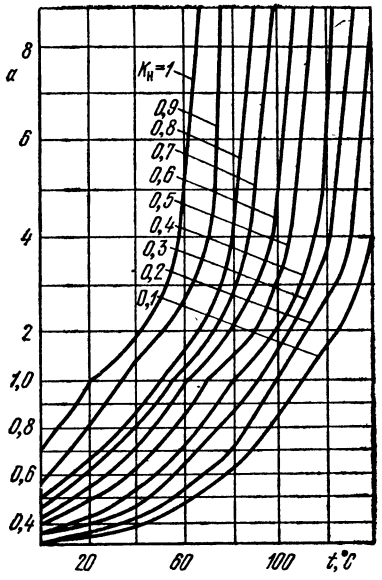


Рис. П.3.6. Пленочные углеродистые резисторы.

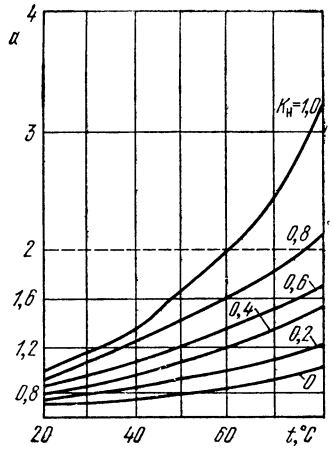


Рис. П.3.7. Композиционные резисторы.

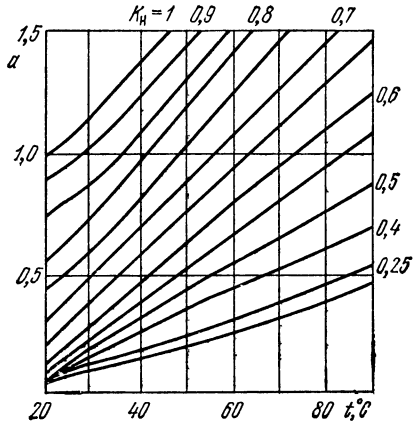


Рис. П.3.8. Проволочные резисторы типа ПТМН, ПЭВ

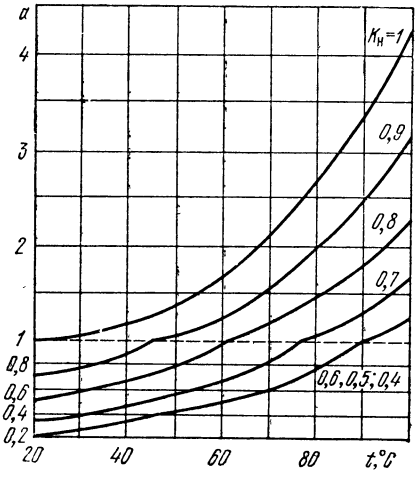


Рис. П.3.9. Электролитические танталовые конденсаторы.

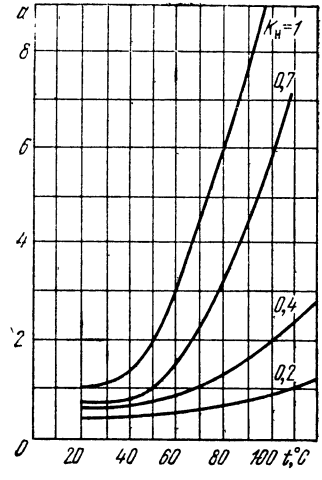


Рис. П.3.10 Конденсаторы типа СКМ.

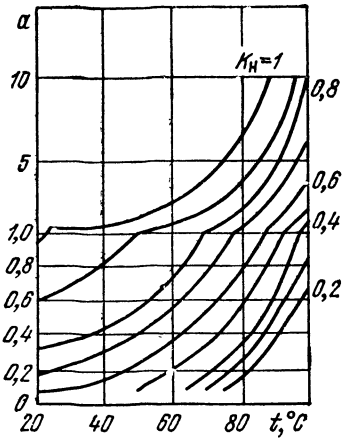


Рис. П.3.11. Конденсаторы типа КСО.

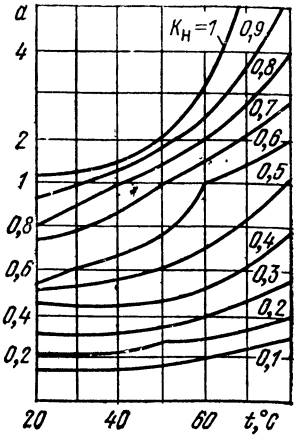


Рис. П.3.12. Бумажные и металлобумажные конденсаторы типа БМ, БМТ, КБГ, БГТ, МБМ, МБГО, МБГТ, МБГЦ, МБГЧ.

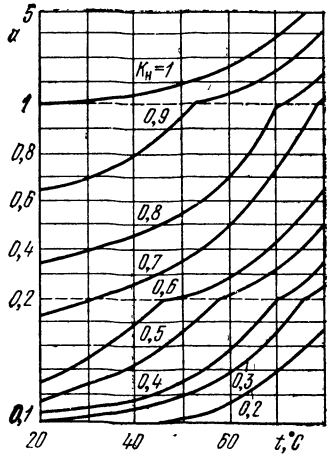


Рис. П.3.13. Конденсаторы типа КСОТ, К31У-3Е.

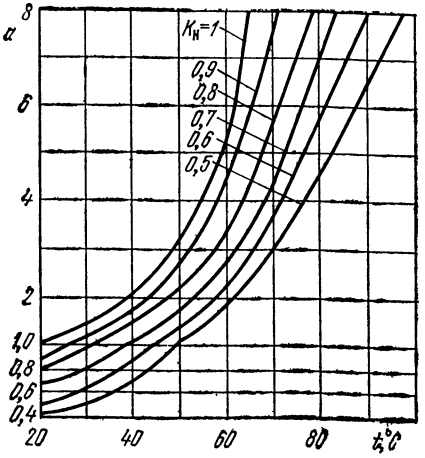


Рис. П.3.14. Конденсаторы типа К50-36, ЭГЦ, К53-1.

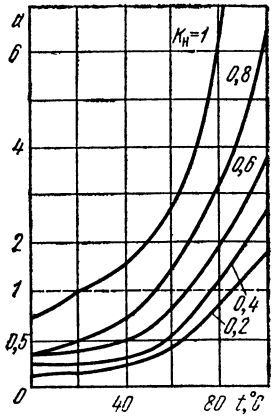


Рис. П.3.15. Конденсаторы типа КСГ.

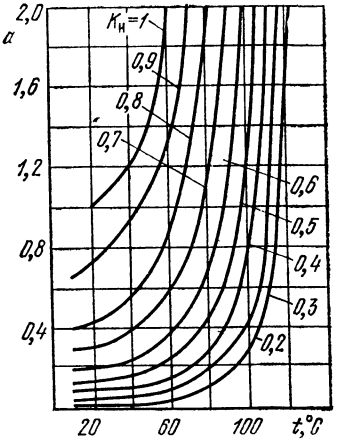


Рис. П.3.16. Конденсаторы типа КТК, КДК.

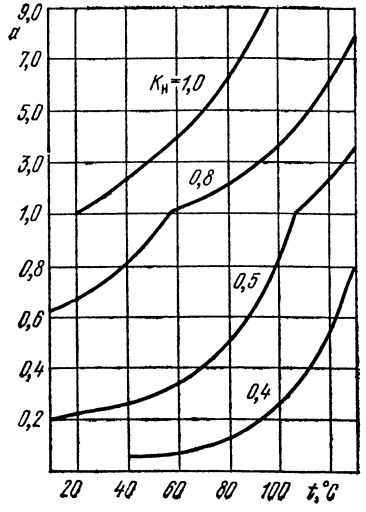
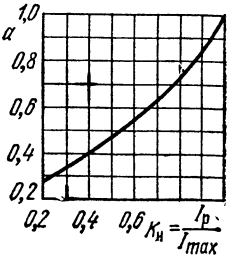


Рис. П.3.17. Электролитические конденсаторы.

Рис. П.3.18. Катушки индуктивности.



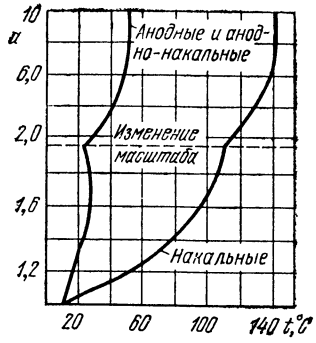


Рис. П.3.19. Трансформаторы анодные, анодонакальные, накальные ($K_н=1$).

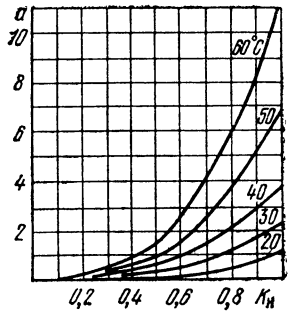


Рис. П.3.20. Трансформаторы с изоляцией обмоток класса А.

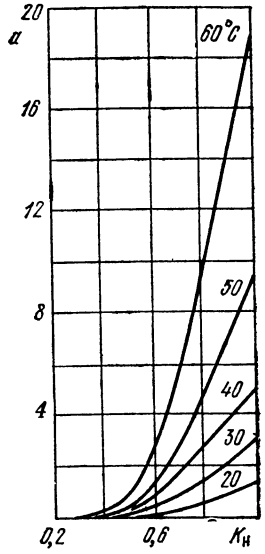


Рис. П.3.21. Трансформаторы с изоляцией обмоток класса В.

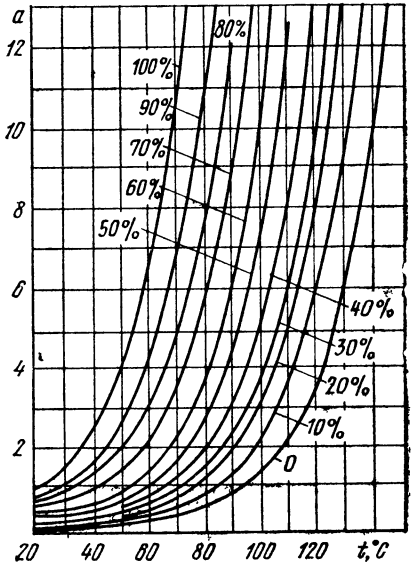
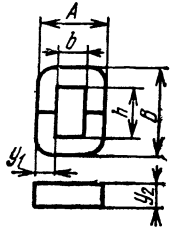


Рис. П.3.22. Зависимость поправочного коэффициента от температуры и относительного времени включения обмотки под напряжение для реле типа РЭС-7, РЭС-8, РЭС-10, РЭС-15.



ПРИЛОЖЕНИЕ 4

Таблица П.4.1

Магнитопроводы стержневые ленточные типа ПЛ

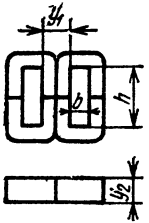
Типоразмер магнитопровода	Номинальные размеры, мм				Справочные величины							
	y_1	y_2	b	h	$S_{ст}$, см²	$l_{ст}$, см	$S_{ок}$, см²	$S_c \cdot S_{ок}$, см⁴	$l_{ср}$, см	$l_м$	$A \cdot 10^5$, с	$G_{ст}$, г
ПЛ 6,5×12,5—8	6,5	12,5	8,0	8,0	0,73	5,2	0,64	0,52	5,4	0,10	0,6	28
ПЛ 6,5×12,5—10				10,0		5,6	0,80	0,65			0,7	30
ПЛ 6,5×12,5—12,5				12,5		6,1	1,00	0,81			0,8	33
ПЛ 6,5×12,5—16				16,0		6,8	1,28	1,07			0,9	37
ПЛ 8×12,5—12,5	8,0	12,5	10,0	12,5	0,90	6,9	1,25	1,25	6,1	0,13	1,2	47
ПЛ 8×12,5—16				16,0		7,6	1,60	1,6			1,4	51
ПЛ 8×12,5—20				20,0		8,4	2,00	2,0			1,6	57
ПЛ 8×12,5—25				25,0		9,4	2,50	2,5			1,8	63
ПЛ 10×12,5—20	10,0	12,5	12,5	20,0	1,12	9,6	2,50	3,1	7,0	0,15	2,2	81
ПЛ 10×12,5—25				25,0		10,6	3,10	3,9			2,5	89
ПЛ 10×12,5—32				32,0		11,6	4,00	5,0			3,0	98
ПЛ 10×12,5—40				40,0		13,6	5,00	6,3			4,2	114
ПЛ 12,5×16—25	12,5	16,0	16,0	25,0	1,80	12,6	4,00	8,0	8,9	0,18	4,4	163
ПЛ 12,5×16—32				32,0		13,4	5,10	10,2			5,0	182
ПЛ 12,5×16—40				40,0		15,0	6,40	12,8			5,6	203
ПЛ 12,5×16—50				50,0		17,0	8,00	16,0			6,1	230

Продолжение табл. П. 4.1

Типоразмер магнитопровода	Номинальные размеры, мм				Справочные величины							
	y_1	y_2	t	h	$S_{ст}$, см²	$l_{ст}$, см	$S_{ок}$, см²	$S_с \cdot S_{ок}$, см⁴	$l_{ср}$, см	$k_м$	$A \cdot 10^5$, с	$G_{ст}$ г
ПЛ 12,5×25—30	12,5	25,0	20,0	30,0	2,80	13,8	6,00	18,7	11,5	0,2	7,6	292
ПЛ 12,5×25—40				40,0		15,8	8,00	25,0			8,8	334
ПЛ 12,5×25—50				50,0		17,8	10,00	31,0			9,8	376
ПЛ 12,5×25—60				60,0		19,8	12,00	37,6			10,6	418
ПЛ 16×32—40	16	32	25	40	4,6	18,0	10,00	51,0	14,6	0,23	14,4	640
ПЛ 16×32—50				50		20,0	12,5	64,0			16,2	710
ПЛ 16×32—65				65		23,0	16,3	83,0			18,4	800
ПЛ 16×32—80				80		26,0	20,0	102,0			20,0	920
ПЛ 20×40—50	20	40	32	50	7,2	22,7	16,0	128,0	18,4	0,25	24,8	1250
ПЛ 20×40—60				60		24,7	19,2	154,0			27,4	1400
ПЛ 20×40—80				80		28,7	25,6	205,0			31,4	1600
ПЛ 20×40—100				100		32,7	32,0	256,0			34,4	1800
ПЛ 25×50—65	25	50	40	65	11,2	28,8	26,0	325	23,0	0,25	39,5	2500
ПЛ 25×50—80				80		31,8	32,0	400,0			44,0	2800
ПЛ 25×50—100				100		35,8	40,0	500,0			49,0	3100
ПЛ 25×50—120				120		39,8	48,0	600,0			52,8	3500
ПЛ 32×64—80	32	64	50	80	18,9	36,0	40,0	820,0	29,2	0,3	75,6	5100
ПЛ 32×64—100				100		40,0	50,0	1025,0			85,0	5700
ПЛ 32×64—130				130		46,0	65,0	1330,0			96,0	6500
ПЛ 32×64—160				160		52,0	80,0	1640,0			105,0	7350
ПЛ 40×80—100	40	80	64	100	28,8	45,3	64,0	2050,0	36,8	0,30	119,0	9900
ПЛ 40×80—120				120		49,0	77,0	2460,0			133,0	10800
ПЛ 40×80—160				160		57,3	102,0	3260,0			150,0	12550
ПЛ 40×80—200				200		65,3	128,0	4100,0			165,0	14300

Примечание. Активное сечение магнитопровода $S_{ст}$ и его масса рассчитаны для $k_{зс}=0,9$ и плотности материала магнитопровода $\gamma_{ст}=7,65$. г/см³

Таблица П.4.2



Магнитопроводы броневые ленточные типа ШЛ

Типоразмер магнитопровода	Номинальные размеры, мм				Справочные данные							
	y_1	y_2	b	h	$S_{ст}$, см²	$l_{ст}$, см²	$S_{ок}$, см²	$S_c \cdot S_{ок}$, см⁴	$l_{ср}$, см	$k_м$	$A \cdot 10^5$, с	$G_{ст}$, г
ШЛ 6×6,5	6	6,5	6	15	0,35	5,1	0,9	0,35	4,9	0,1	0,4	14
ШЛ 6×8		8,0			0,43			0,43	5,2		0,5	17
ШЛ 6×10		10,0			0,54			0,54	5,6		0,6	21
ШЛ 6×12,5		12,5			0,67			0,67	6,1		0,7	26
ШЛ 8×8	8	8,0	8	20	0,58	6,8	1,6	1,02	6,4	0,13	1,0	30
ШЛ 8×10		10,0			0,72			1,28	6,8		1,2	37
ШЛ 8×12,5		12,5			0,90			1,60	7,3		1,4	47
ШЛ 8×16		16.0			1,15			2,05	8,0		1,6	60.
ШЛ 10×10	10	10,0	10	25	0,90	8,5	2,5	2,5	8,0	0,15	1,8	59
ШЛ 10×12,5		12,5			1,12			3,12	8,5		2,1	73
ШЛ 10×16		16,0			1,44			4,0	9,2		2,5	94
ШЛ 10×20		20,0			1,80			5,0	10,0		2,8	117
ШЛ 12×12,5	12	12,5	12	30	1,35	10,2	3,6	5,4	9,7	0,18	3,2	105
ШЛ 12×16		16,0			1,71			6,9	10,4		3,7	133
ШЛ 12×20		20,0			2,16			8,7	11,2		4,4	169
ШЛ 12×25		25,0			2,70			10,8	12,2		5,0	210

Продолжение табл П.4 2

Типоразмер магнитопровода	Номинальные размеры, мм				Справочные данные							
	y_1	y_2	b	h	$S_{ст}$, см²	$l_{ст}$, см²	$S_{ок}$, см²	$S_c \cdot S_{ок}$, см⁴	$l_{ср}$, см	$k_м$	$A \cdot 10^5$, в	$G_{ст}$, г
ШЛ 16×16	16	16	16	40	2,30	13,6	6,4	16,6	12,8	0,20	6,1	240
ШЛ 16×20		20			2,88			20,5	13,6		7,2	300
ШЛ 16×25		25			3,60			25,6	14,6		8,3	375
ШЛ 16×32		32			4,60			32,6	16,0		9,7	480
ШЛ 20×20	20	20	20	50,0	3,60	17,1	10,0	40,0	16,0	0,23	10,9	470
ШЛ 20×25		25			4,50			50,0	17,0		12,8	590
ШЛ 20×32		32			5,76			64,0	18,4		15,2	755
ШЛ 20×40		40			7,20			80,0	20,0		17,4	940
ШЛ 25×25	25	25	25	62,5	5,62	21,3	15,6	98,0	20,0	0,25	18,5	915
ШЛ 25×32		32			7,20			125,0	21,4		22,0	1170
ШЛ 25×40		40			9,00			156,0	23,0		25,8	1470
ШЛ 25×50		50			11,25			195,0	25,0		29,6	1830
ШЛ 32×32	32	32	32	80,0	9,20	27,3	25,6	261,0	25,6	0,30	36,4	1920
ШЛ 32×40		40			11,70			328,0	27,2		43,5	2440
ШЛ 32×50		50			14,70			410,0	29,2		51,0	3060
ШЛ 32×64		64			18,70			523,0	32,0		59,0	3900
ШЛ 40×40	40	40	40	100,0	14,70	34,3	40,0	640	32,0	0,33	58,0	3860
ШЛ 40×50		50			18,30			800	34,0		68,0	4800
ШЛ 40×64		64			23,50			1125	36,8		80,5	6150
ШЛ 40×80		80			29,40			1280	40,0		92,5	7700

Примечание: Активное сечение магнитопровода $S_{ст}$ и его масса рассчитаны для $k_{зс}=0,9$ и плотности материала магнитопровода $\gamma_{ст}=7,65$ г/см³

Таблица кодированных обозначений величин емкости и сопротивлений в соответствии с ГОСТ 11076—64

Полные обозначения				Сокращенные обозначения			
Единицы измерения	Обозначения единиц измерения	Пределы номинальных сопротивлений (по ГОСТ 2825—67 и ГОСТ 10318—62) и емкостей (по ГОСТ 2519—67)	Примеры обозначений	Примеры обозначений	Пределы номинальных сопротивлений и емкостей	Обозначения единиц измерения	Единицы измерения
Величины сопротивлений							
Омы	Ом	До 910	0,47 Ом	Е47	До 91	Е	Омы
			4,7 Ом	4Е7			
			47 Ом	47 Е			
			470 Ом	К47	От 0,1 до 91	К	Килоомы
Килоомы	кОм	От 1,0 до 910	4,7 кОм	4К7			
			47 кОм	47К			
			470 кОм	М47	От 0,1 до 91	М	Мегомы
Мегомы	МОм	От 1,0 до 910	4,7 МОм	4М7			
			47 МОм	47М			
			470 МОм	Г47	От 0,1 до 91	Г	Гигаомы
Гигаомы	ГОм	От 1,0 до 910	4,7 ГОм	4Г7			
			47 ГОм	47Г			
			470 ГОм	Т47	От 0,1 до 1,0	Т	Тераомы
Тераомы	ТОм	1,0	1,0 ТОм	1Т0			

Полные обозначения				Сокращенные обозначения			
Единицы измерения	Обозначения единиц измерения	Пределы номинальных сопротивлений (по ГОСТ 2825—67 и ГОСТ 10318—62) и емкостей (по ГОСТ 2519—67)	Примеры обозначений	Примеры обозначений	Пределы номинальных сопротивлений и емкостей	Обозначения единиц измерения	Единицы измерения
Величины емкостей							
Пикофарады	пФ	До 9100	1,5 пФ	1П5	До 91	П	Пикофарады
			15пФ	15П			
			150пФ	Н15	От 0,1 до 91	Н	Нанофарады
			1500 пФ	1Н5			
Микрофарады	мкФ	От 0,010 и выше	0,015 мкФ	15Н			
			0,15 мкФ	М15	От 0,1 и выше	М	Микрофарады
			1,5 мкФ	1М5			
			15 мкФ	15М			
			100 мкФ	100М			

Кодированное обозначение допустимых отклонений величин сопротивления и емкости

Допускаемые отклонения от номинальных величин		Кодированные обозначения	Допускаемые отклонения от номинальных величин		Кодированные обозначения
Емкости или сопротивления в %	±0,1	Ж	Емкости или сопротивления в %	±30	Ф
	±0,2	У		+50 −10	Э
	±0,5	Д		+50 −20	Б
	±1	Р		+80 −20	А
	±2	Л		+100	Я
	±5	И		+100 −10	Ю
	±10	С			
	±20	В	Емкость в пФ	±0,4	Х

Список литературы

1. **Харинский А. Л.** Основы коструирования элементов радиоаппаратуры. М., «Энергия», 1971.
2. **Воллернер Н. Ф.** Конструирование и технология изготовления радиоэлектронной аппаратуры. К., «Вища школа», 1970.
3. **Волгов В. А.** Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. М., «Энергия», 1967.
4. **Горячева Г. А.** Детали и узлы аппаратуры связи. М., «Связь», 1973.
5. **Гель П. П., Иванов-Есипович Н. К.** Конструирование радиоэлектронной аппаратуры. Л., «Энергия», 1972.
6. **Дружинин Н. С., Цыблов П. П.** Выполнение чертежей по ЕСКД. М., Издательство стандартов, 1972.
7. **Белопольский И. И., Каретникова Е. И., Пикалова Л. Г.** Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. М., «Энергия», 1973.
8. **Бальян Р. Х.** Трансформаторы для радиоэлектроники. М., «Сов. радио», 1971.
9. **Русин Ю. С.** Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты. Л., «Энергия», 1973.
10. **Вдовин С. С.** Проектирование импульсных трансформаторов. Л., «Энергия», 1971.
11. **Цыкин Г. С.** Трансформаторы низкой частоты. М., Связьиздат, 1955.
12. **Азарх С. Х.** Конденсаторы переменной емкости. М., «Энергия», 1965.
13. **Захаров А. М.** Резонаторы генераторов дециметровых волн. М., «Связь», 1967.
14. **Орлов С. И.** Расчет и конструирование коаксиальных резонаторов. М., «Сов. радио», 1970.
15. **Белоусов А. К., Савченко В. С.** Электрические разъемные контакты в радиоэлектронной аппаратуре. М , «Энергия», 1967.
16. **Буль Б. К.** Основы теории электрических аппаратов. М., «Высшая школа», 1970.
17. **Витенберг М. И.** Расчет электромагнитных реле. М. — Л., «Энергия», 1966.
18. **Шифман Д. Х.** Громкоговорители. М. — Л., «Энергия», 1965.
19. **Шляндин В. И.** Элементы автоматики и счетно-решающие устройства. М., «Машиностроение», 1967.
20. **Белевцев А. Т.** Печатные схемы в приборостроении, вычислительной технике и автоматике. М., «Машиностроение», 1973.
21. **Важенина З. П., Волкова Н. Н., Чадова И. И.** Методы и схемы временной задержки импульсных сигналов. М., «Сов. радио», 1971.
22. **Захарьящев Л. И.** Конструирование линий задержки. М., «Сов. радио», 1972.
23. **Шишонок Н. А., Репкин В. Ф., Барвинский Л. Л.** Основы теории надежности и эксплуатации электронной. техники М., «Сов. радио», 1964.

Оглавление

Введение 3

ГЛАВА 1.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА И КОНСТРУКТОРСКАЯ ПОДГОТОВКА ПРОИЗВОДСТВА РАДИОДЕТАЛЕЙ И РАДИОКОМПОНЕНТОВ 4

1.1. Процесс радиоконструирования 4
1.2. Методы конструирования радиодеталей и радиокомпонентов . . 6
1.3. Расчеты при конструировании 9
1.4. Сущность, значение и задачи надежности 10
1.5. Основные понятия надежности 11
1.6. Количественные характеристики надежности и их расчет . . . 12
1.7. Факторы, влияющие на надежность, и методы ее повышения 15
1.8. Общие сведения о единой системе конструкторской документации (ЕСКД) 19
1.9. Виды изделий и конструкторской документации 20
1.10. Стадии и этапы разработки конструкторских документов и их обозначение 24
1.11 Требования к выполнению рабочих и сборочных чертежей . . 27
1.12. Нанесение размеров и их предельных отклонений 31
1.13. Обозначение покрытий и видов обработки 36
1.14. Нанесение на чертежах надписей, таблиц, технических требований 37
1.15. Маркирование и клеймение изделий 39
1.16. Учет и обращение конструкторской документации 40
1.17. Выбор материалов для конструкций РД и РК 43
1.18. Конструирование металлических деталей 43
1.19. Конструирование деталей из неметаллических материалов . . 47
1.20. Конструирование радиодеталей и радиокомпонентов для тропического климата 50
1.21. Покрытия, применяемые при производстве РД и РК 51

ГЛАВА 2.
РАСЧЕТ И КОНСТРУИРОВАНИЕ РЕЗИСТОРОВ 54

2.1. Назначение, классификация и основные параметры резисторов 54
2.2. Конструкция и типы постоянных проволочных резисторов с однослойной намоткой 57
2.3. Конструктивный расчет постоянных проволочных резисторов с однослойной намоткой 60
2.4. Конструкция и типы постоянных проволочных резисторов с многослойной намоткой 61
2.5. Переменные проволочные резисторы 62
2.6. Конструктивный расчет переменных проволочных резисторов 66
2.7. Конструкция и типы постоянных непроволочных резисторов . . 67
2.8. Переменные непроволочные резисторы 73
2.9. Конструктивный расчет постоянных и переменных непроволочных резисторов 75
2.10. Полупроводниковые резисторы 77

ГЛАВА 3.
КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ 82

3.1. Классификация и область применения 82
3.2. Параметры катушек индуктивности 82
3.3. Токопровод — основной элемент катушек индуктивности . . 83
3.4. Конструкции катушек индуктивности 88
3.5. Собственная емкость катушек индуктивности 94

3.6. Добротность катушек индуктивности, расчет диаметра провода 97
3.7. Конструктивный расчет катушек индуктивности 103
3.8. Катушки индуктивности с сердечниками 106
3.9. Экранированные катушки индуктивности 112
3.10. Стабильность катушек индуктивности 116
3.11. Расчет взаимной индуктивности 118
3.12. Печатные катушки индуктивности 120
3.13. Вариометры 122
3.14. Дроссели высокой частоты 126

ГЛАВА 4.
ТРАНСФОРМАТОРЫ И ДРОССЕЛИ С МАГНИТНОЙ ЦЕПЬЮ 129
4.1. Классификация трансформаторов и дросселей 129
4.2. Эквивалентная схема и основные характеристики трансформаторов 130
4.3. Коэффициент полезного действия. Потери в трансформаторах 132
4.4. Материалы в трансформаторостроении 136
4.5. Конструкции трансформаторов 143
4.6. Проектирование силовых трансформаторов 150
4.7. Расчет размещения обмоток 154
4.8. Расчет теплового режима силовых трансформаторов 155
4.9. Поверочный расчет силовых трансформаторов 156
4.10. Трансформаторы низкой частоты. Расчет сопротивления обмоток 157
4.11. Нелинейные искажения в трансформаторах низкой частоты . . 159
4.12. Расчет геометрических размеров магнитопровода 161
4.13. Расчет числа витков и сечения провода 163
4.14. Расчет индуктивности рассеяния 164
4.15. Экранирование трансформаторов 165
4.16. Импульсный трансформатор. Процессы в магнитопроводе . . . 168
4.17. Искажение вершины импульса в импульсном трансформаторе при активной нагрузке 171
4.18. Искажение фронта импульса 171
4.19. Собственная емкость импульсного трансформатора 174
4.20. Расчет импульсных трансформаторов 176
4.21. Расчет дросселей низкой частоты 179

ГЛАВА 5.
РАСЧЕТ И КОНСТРУИРОВАНИЕ КОНДЕНСАТОРОВ 181
5.1. Основные характеристики 181
5.2. Конструкции и типы конденсаторов постоянной емкости . . . 184
5.3. Емкостная нестабильность конденсаторов 195
5.4. Расчет конденсаторов 195
5.5. Характеристики и конструкции конденсаторов переменной емкости 198
5.6. Расчет конденсаторов переменной емкости 206
5.7. Неустойчивость конденсаторов переменной емкости 208
5.8. Подстроечные конденсаторы и корректоры градуировки . . . 213

ГЛАВА 6.
РАСЧЕТ И КОНСТРУИРОВАНИЕ КОНТУРОВ ВЫСОКИХ И СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ 215
6.1. Широкодиапазонные контуры переходного типа 215
6.2. Конструкции контуров переходного типа 217
6.3. Физические процессы в линии, назначение и конструкции резонансных линий 221
6.4. Основные электрические параметры линий 226
6.5. Эквивалентные параметры резонансных линий 228
6.6. Применение резонансных линий 229
6.7. Распространение волн в волноводах 231
6.8. Основные расчетные соотношения для волноводов 233
6.9. Конструкции волноводов 235
6.10. Объемные резонаторы 239

ГЛАВА 7.
ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ДЕТАЛИ И УЗЛЫ 242

7.1. Назначение, классификация и основные характеристики переключателей 242
7.2. Конструкции переключателей 245
7.3. Выбор материалов при конструировании переключателей . . . 251
7.4. Расчет переключателей 252
7.5. Разъемы, назначение и область применения 254
7.6. Виды контактных пар 256
7.7. Конструкции разъемов, выбор материалов 257
7.8. Расчет разъемов 261
7.9. Предохранители 263
7.10. Электромагнитные реле. Назначение и классификация 264
7.11. Принцип действия основных типов электромагнитных реле . . 265
7.12. Основные параметры и технические требования 268
7.13. Особенности применения миниатюрных реле 271
7.14. Конструктивный расчет реле 272
7.15. Магнитоуправляемые герметизированные контакты 276
7.16. Электромеханические фильтры 278
7.17. Электродинамические громкоговорители, основные характеристики и классификация 282
7.18. Конструкции громкоговорителей и акустических систем . . . 285
7.19. Расчет громкоговорителя 292

ГЛАВА 8.
МОДУЛЬНЫЕ И МИКРОМОДУЛЬНЫЕ КОНСТРУКЦИИ 297

8.1. Функционально-узловой метод конструирования 297
8.2. Классификация модулей. Требования к конструкции 299
8.3. Конструкции печатных плат 300
8.4. Форма и расположение печатных проводников 302
8.5. Способы установки навесных деталей 304
8.6. Конструирование блоков на модульных функциональных узлах 307
8.7. Многослойный печатный монтаж 308
8.8. Конструирование микромодулей, терминология 310
8.9. Микроэлементы 311
8.10. Конструирование этажерочных микромодулей 317
8.11. Конструирование плоских микромодулей 320
8.12. Конструирование микромодульных блоков 321
8.13. Особенности конструкций интегральных микросхем 324
8.14. Проектирование тонкопленочных гибридных интегральных микросхем 328
8.15. Конструирование элементов пленочных гибридных микросхем 329
8.16. Конструирование пленочных гибридных микросхем 334
8.17. Полупроводниковые интегральные микросхемы 337

ГЛАВА 9.
ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ 343

9.1. Назначение и области применения линий задержки 343
9.2. Электрические линии задержки 344
9.3. Акустические линии задержки 348
Приложение 1 351
Приложение 2 352
Приложение 3 352
Приложение 4 358
Приложение 5 362
Список литературы 364

Радиодетали, радиокомпоненты и их расчет. М., «Сов. радио», 1977.

Р15

368 с. с ил.

На обороте тит. л. авт.: В. И. Возненко, А. В. Коваль, В. М. Коронкевич и др.

Книга является учебником для техникумов по курсу «Радиодетали, радиокомпоненты и их расчет». В ней рассмотрены основные методы расчета и конструирования радиодеталей и радиокомпонентов

Учебник предназначен для учащихся техникумов, а также может быть полезен лицам, занимающимся вопросами конструирования и расчета радиоэлектронной аппаратуры.

Р $\frac{30407\text{-}044}{046(01)\text{-}77}$ 33-77

6Ф2.1

ИБ № 233

Владимир Иосифович Возненко

Анатолий Васильевич Коваль
Владимир Михайлович Коронкевич
Николай Михайлович Прищепа
Валентин Иванович Ростовиков

РАДИОДЕТАЛИ, РАДИОКОМПОНЕНТЫ И ИХ РАСЧЕТ

Под редакцией А. В. Коваля

Редактор И. Н. Гурарий
Обложка художника О. В. Камаева
Технический редактор А. А. Белоус
Корректор Л. А. Максимова

Сдано в набор 25/XI—76 г. Подписано в печать 4/V—77 г. Т-07471
Формат 60×90¹/₁₆ Бумага типографская № 2
Объем 23 усл. л. 24,10 уч.-изд. л. Тираж 50 000 Зак. 1315 Цена 95 к.
Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, а/я 693

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома
при Государственном Комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли
Москва, И-41, Б. Переяславская, 46

95коп.